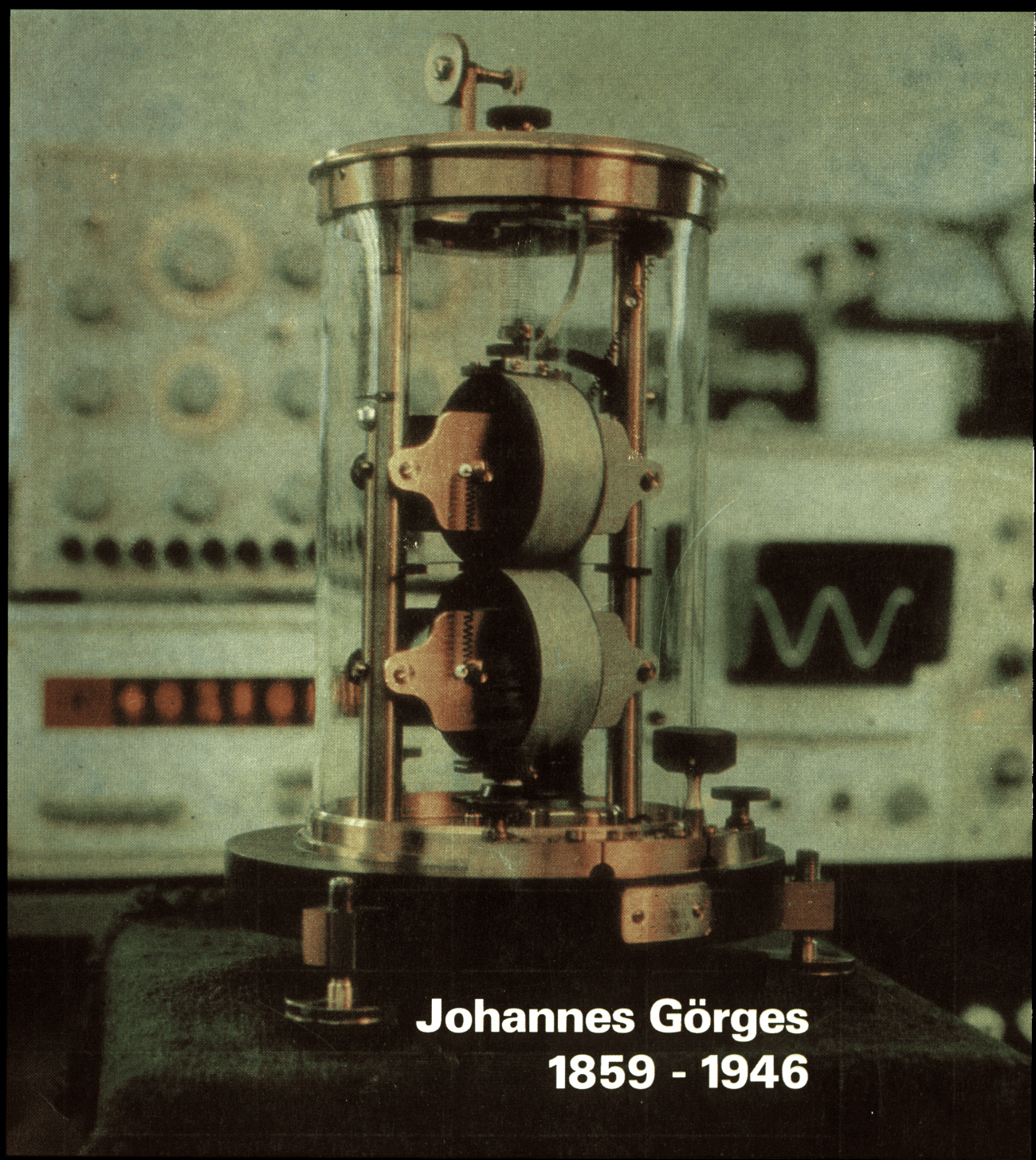
ELEKTRIE

5|84

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN · Postverlagsort für DDR Leipzig · EVP 2,50 Mark · ISSN 0013–5399



Johannes Görges
1859 - 1946

TU DRESDEN
TECHNISCHE UNIVERSITÄT

10. Wissenschaftliche Konferenz der Sektion Elektrotechnik

0120313

TG / TP				Spezielle Technologie			
				Technologischer Prozeß zur Herstellung von			
				Motoren	Transformatoren	Schalter	Schaltanlagen
TG			physikalische Funktion	Energie wandeln	Strom / Spannung wandeln	Strom/Potential trennen	Strom/Potential trennen und verteilen
Allgemeine Technologie	Technologische Grundverfahren zur Herstellung von	Stromleiter	Strom leiten	Wicklung Ableitung	Wicklung Ableitung	Kontakte Stromschiene	Leitungen Stromschiene
		Isolierung	Strom nicht leiten	Drahtisolation Nutisolation	Drahtisolation Hauptisolation	Schaltstrecke Hauptisolation	Stützer Hauptisolation
		Magnetkreis	Magnetfluß leiten	Magnetkern Polkerne	Magnetkern Shunt	(Magnetkerne)	—
		Kühlkreis	Wärme leiten	Lüfter Radiatoren	Lüfter Radiatoren	—	(Lüfter)
		mechanisches Bauteil	Kräfte leiten	Gehäuse Welle	Kessel Verspannung	Gehäuse Mechanik	Gehäuse

Bild 1. Struktur der energetischen Elektrotechnik

Zur Technologie der energetischen Elektrotechnik

Mehr zu diesem Thema finden Sie im Beitrag von Tzscheutschler auf den Seiten 178 bis 181

Bild 2. Allgemeine Technologie der energetischen Elektrotechnik

TG		Bauteil / Fertigerzeugnis	Motoren	Transformatoren	Schalter	
Allgemeine Technologie der energetischen Elektrotechnik	Technologische Grundverfahren zur Herstellung von	Stromleiter	Wicklung Ableitung	Wicklung Ableitung	Kontakte Stromschiene	
		Montage	Montage	Montage	Montage	
		Isolierung	Drahtisolation Nutisolation	Drahtisolation Hauptisolation	Schaltstrecke Hauptisolation	
		Montage	Montage	Montage	Montage	
		Magnetkreis	Magnetkern Polkerne	Magnetkern Shunt	(Magnetkern)	

5|84 ELEKTRIE

38. Jahrgang

Wissenschaftlich-technische Zeitschrift der Elektrotechnik

ISSN 0013-5399

Organ des Fachverbands Elektrotechnik der Kammer der Technik

Die Zeitschrift erhielt die Silberne Plakette der KDT

Redaktionsbeirat

Vorsitzender:

Prof. Dr. sc. techn. J. Vogel

Mitglieder:

Prof. Dr. sc. techn. S. Altmann · Prof. Dr. sc. techn. H. Böhme · Prof. Dr. sc. techn. P.-K. Budig · Dr. sc. techn. G. Burkhard · Dr.-Ing. D. Flügge · Obering. K. Friedel · Dipl.-Ing. H. Kablsch · Prof. Dr.-Ing. habil. R. Lappe · Prof. Dr.-Ing. Dr.-Ing. e.h. H.-J. Mau · Prof. Dr. phil. habil. G. Mierdel · Dr. rer. nat. K. Möbius · Prof. Dr. sc. techn. E. Muschick · Prof. Dr. sc. techn. V. Pfeiler · Prof. Dr.-Ing. e.h. K. Pommer · Prof. Dr.-Ing. habil. R. Schönfeld · Obering. Dipl.-Ing. N. Wass

Korrespondenten:

Dr.-Ing. K. Hanella, Ilmenau · Dr.-Ing. W. Jordan, Dresden · Dipl.-Ing. W. Knuth, Berlin

Titelbild

1984 jährt sich zum 125. Mal der Geburtstag und zum 100. Mal der Beginn der Ingenieur- und Forschertätigkeit von Johannes Görges.
Unser Foto zeigt ein von Görges für Spannungsmessungen konstruiertes astatisches Elektrodynamometer.
Es besitzt ein festes und ein bewegliches Spulenpaar. Die zylindrisch geformten beweglichen Spulen umschließen die ovalen festen Spulen, so daß die Windungsebenen beider Spulensysteme zueinander senkrecht stehen. Die Windungszahlen und der Wicklungssinn der beweglichen Spulen sind so gewählt, daß ihre magnetische Wirkung gleich, aber entgegengesetzt gerichtet ist. So üben äußere Magnetfelder keinen störenden Einfluß auf die Angaben des Instruments aus.
Dieses Meßgerät wurde von 1887 bis 1900 gebaut.
In diesem Heft finden Sie auf S. 162 einen Beitrag, der sich mit wissenschaftlichen Leistungen von Görges befaßt.
Foto: Schubert

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

Träger des Ordens Banner der Arbeit

Aus dem Inhalt

Seite

Aktuelle Information 162

Vogt, K.; Bunzel, E.; Oswald, B.; Schubert, P.
Das Görgessche Phänomen 163

Fachaufsätze

Conrad, H.; Güldner, H.; Prischmann, W.
Mikroelektronik in der Leistungselektronik 166

Hildebrandt, B.; Kunert, M.
Beitrag zur Ermittlung der maximalen Schaltfrequenz und Verlustleistung in Leistungsschalttransistoren 170

Kronberg, M.
Einführung in die Beschreibung leistungselektronischer Schaltungen und Geräte mittels Zustandsgraphen 173

Erlich, I.; Kunzmann, N.
Modellierung asymmetrischer und unsymmetrischer Fehler im Elektroenergiesystem mit Hilfe von Schnittmengen-Inzidenzmatrizen 175

Tzscheutschler, R.
Zur Technologie der energetischen Elektrotechnik 178

Löbl, H.; Böhme, H.
Die Resistanz von Schraubverbindungen in Geräten der Elektroenergieübertragung und ihr Einfluß auf deren Strombelastbarkeit 181

Brendler, W.; Ermisch, J.; Hoppadietz, F.
Zur Versorgung elektronischer Baugruppen für die Meß- und Schutztechnik in Elektroenergiesystemen 183

Hamzeh, A.
Betriebsprobleme des Energieversorgungsnetzes der Syrischen Arabischen Republik 186

Habiger, E.
Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) — Kenngrößen, Sicherung und Prüfung 187

Morozova, J. A.; Neklepaev, B. N.; Oswald, B.; Pundt, H.
Übergangsverhalten des Erregersystems VGT-4500-500 bei Kurzschlüssen am Generatorblock 189

Umschau

Fachtagungen 193

Dissertationen 195

Persönliches 196

Bücher 197

AKTUELLE INFORMATION

Wissenschaftlich-technischer Fortschritt in der Energiewirtschaft

VII. Wissenschaftliche Konferenz für Energiewirtschaft

Zeit: 16 bis 18. April 1985
Ort: Zittau
Veranstalter: Ingenieurhochschule Zittau

Vorläufiges Programm

16. April 1985, 10.30—13.00 Uhr: Plenartagung
16. bis 18. April 1985: Beratungen in fünf Sessionen

Session I

Planung und Bilanzierung in der Energiewirtschaft

Die anspruchsvolle Ziel- und Aufgabenstellung zur Entwicklung der Energieversorgung in den 80er und 90er Jahren stellt qualitativ neue Anforderungen an die Leitung und Planung in der Energiewirtschaft. Die rechnergestützte Optimierung und Bilanzierung der Produktions- und Reproduktionsaufgaben sowie -bedingungen gewinnen auf allen Ebenen und in allen Bereichen des einheitlichen Energiesystems der DDR unter dem Aspekt allseitiger Intensivierung an Gewicht. Es ist das Ziel der Session, dazu Erkenntnisse und Erfahrungen zu vermitteln.

Themenkreise

— Gesamtenergetische Planung;
— Kombinats- und Betriebsplanung in der Energieversorgung;
— Optimierung und Bilanzierung bei der Instandhaltung von Energieanlagen.

Verantwortlich: Prof. Dr. rer. oec. *H.-J. Schellenberg*
Sektion Sozialistische Betriebswirtschaft

Session II

Forschung, Entwicklung und Erfahrungen in der Kraftwerkstechnik

Diskussion neuester Ergebnisse wissenschaftlicher Untersuchungen und betrieblicher Erfahrungen zur Gewährleistung hoher Werte von Verfügbarkeit, Sicherheit und Wirkungsgrad bei der Energieumwandlung sowie Bereitstellung von Elektro- und Wärmeenergie auf der Basis fossiler und nuklearer Primärenergieträger.

Themenkreise

— Betrieb und Rekonstruktion von Braunkohlenkraftwerken
— Errichtung und Betrieb von Kernkraftwerken
— Überwachung und Instandhaltung energetischer Anlagen.

Verantwortlich: Prof. Dr. sc. techn. *W. Teichmann*
Sektion Kraftwerksanlagen und Energieumwandlung

Session III

Informations- und Automatisierungstechnik in der Elektroenergieversorgung

In der Session werden allgemeine Gesichtspunkte der Automatisierung der Elektroenergieversorgung diskutiert und Schlußfolgerungen für die Gestaltung von Automatisierungsanlagen gezogen. In den Themenkreisen werden spezielle Probleme des Einsatzes der Meßtechnik, der Mikrorechentechnik und der Lichtleittechnik in den Anlagen der Elektroenergieversorgung diskutiert.

Themenkreise

— Integrierte Systeme der Steuerung, Regelung, des Schutzes, der Überwachung und der Diagnostik in der Elektroenergieversorgung
— Schutztechnik in der Elektroenergieversorgung
— Optoelektronische Komponenten und Systeme der Informations- und Automatisierungstechnik.

Verantwortlich: Prof. Dr.-Ing. *D. Engelage*
Sektion Elektroenergieversorgung

Session IV

Wirtschaftliche Bereitstellung und Anwendung von Energie in Industriebetrieben

Die Session stellt die Probleme der Substitution veredelter Brennstoffe für die Wärmeerzeugung und der verstärkten Abwärmenutzung aus energieintensiven Produktionsprozessen als wesentliche Faktoren des wirtschaftlichen Energieeinsatzes in Industriebetrieben in den Mittelpunkt. Es sollen neue wissenschaftliche Erkenntnisse und Erfahrungen beim Einsatz von Rohbraunkohle in Kleinkesselanlagen sowie bei der Gestaltung und dem Betrieb von Einrichtungen zur Abgas- und Abluftwärmenutzung einschließlich der Methoden zur Bewertung der energie-ökonomischen Effektivität solcher Vorhaben vorgestellt und diskutiert werden.

Themenkreise

— Substitution veredelter Brennstoffe in Wärmeerzeugungsanlagen
— Wärmerückgewinnung und Abwärmeverwertung in Industrieanlagen
— Bewertung des wirtschaftlichen Energieeinsatzes in Industriebetrieben.

Verantwortlich: Doz. Dr.-Ing. *W.-Ch. Reichel*
Sektion Kraftwerksanlage und Energieumwandlung

Session V

Energie und Gesellschaft

In dieser Session werden wesentliche theoretische und praktische Entwicklungsprobleme der Energiewirtschaft und Energieökonomie beraten, die für die Verwirklichung der Wirtschaftsstrategie der SED für die 80er Jahre von zentraler Bedeutung sind. Beiträge der politischen Ökonomie, der sozialistischen Volkswirtschaftslehre und der sozialistischen Leitungswissenschaft stehen dabei im Mittelpunkt.

Themenkreise

— Die Rolle der Energieökonomie bei der Durchsetzung der Ökonomie an vergegenständlichter Arbeit und Konsequenzen ihrer Verwirklichung für die Herausbildung von Eigenschaften der intensiven erweiterten sozialistischen Reproduktion
— Volkswirtschaftliche Ergebnisse, Aufgaben und theoretische sowie praktische Probleme der Energiewirtschaft und der Energieökonomie der DDR bei der Verwirklichung der Wirtschaftsstrategie
— Probleme des Vergesellschaftungsprozesses und seiner Leitung in der Energiewirtschaft.

Verantwortlich: Prof. Dr. sc. oec. *H.-G. Trost*
Institut für Marxismus-Leninismus

Wissenschaftliche Rahmenveranstaltungen

Folgende Abendgespräche werden vorbereitet:

— VIII. Zittauer Kernenergiegespräch
Verantwortlich:
Prof. Dr. sc. nat. *K. Meyer*
— Errichtung von Kernkraftwerken
Verantwortlich:
Prof. Dr.-Ing. *R. Nitsch*
— Rationelle Energieanwendung
Verantwortlich:
Prof. Dr. sc. oec. *W. Riesner*
— Automatisierungstechnik
Verantwortlich:
Prof. Dr.-Ing. *D. Engelage*

Zu diesen Veranstaltungen erfolgen gesonderte Einladungen.

Anfragen:

Prof. Dr. rer. nat. *G. Schumann*
Prorektor für Naturwissenschaften und Technik
Ingenieurhochschule Zittau
Theodor-Körner-Allee 16
DDR 8800 Zittau
Telefon: Zittau 610
Telex: 284240

G. Schumann, Zittau EA 1739

Photon-Detectors 84

11. Internationales Symposium des TC 2 Photon Detectors in der IMECO

Zeit: 11. bis 13. September 1984
Ort: Weimar
Veranstalter: Wissenschaftlich — Technische Gesellschaft für Meß- und Automatisierungstechnik (WGMA) in der Kammer der Technik, Humboldt Universität zu Berlin, Sektion Physik

Inhaltliche Schwerpunkte

— Messung individueller Lichtimpulse und Maßmethoden unter Anwendung von schnellen Breitbanddetektoren
— Integrierte Strahlungsempfänger (Zeilen und Matrizenanordnungen)
— Metrologische Anwendung von Strahlungsempfängern
— Medizinische Anwendung von Strahlungsempfängern
— Industrielle Anwendung von Strahlungsempfängern
— Optische Sensoren für Industrieroboter

Die Tagungssprache ist Englisch.

Anfragen

Organisationskomitee „Photon Detectors 84" Humboldt-Universität zu Berlin,
Sektion Physik 03
Prof. Dr. *K. Herrmann*
DDR 1040 Berlin, Hessische Str. 3

G. Klotz, Berlin EA 1700

Das Görgessche Phänomen

Johannes Görges 1859—1946

Bahnbrecher	der Wechselstromtechnik
Entdecker	des *Görgesschen* Phänomens im Hochlauf läuferseitig ausgeprägt radial symmetrischer Drehfeldmaschinen
Erfinder	des *Görges*polygons zur Beurteilung des Feldaufbaus von Mehrphasenwicklungen
Erkenner	der Notwendigkeit dreier vom Ingenieur zu beherrschenden Arbeitsmittel: Zeichnung, Formel und Sprache

Von
Prof. Dr. sc. techn. *Karl Vogt*
Dr.-Ing. *Eckehard Bunzel*
Dr. sc. techn. *Bernd Oswald*
Dr.-Ing. *Peter Schubert*
Technische Universität Dresden
Sektion Elektrotechnik

1. Beschreibung des Görgesschen Phänomens

„Es ist bekannt, daß der asynchrone Drehstrommotor das Bestreben hat, mit einer dem Synchronismus nahekommenden Geschwindigkeit zu laufen".

Mit diesen Worten eröffnet *H. Görges* einen Vortrag, den er vor der IV. Jahresversammlung des Verbandes Deutscher Elektrotechniker in Berlin gehalten hat und der in der ETZ 1886 [1] veröffentlicht ist. Hebt man jedoch bei einem Drehstromasynchronmotor mit Schleifringläufer eine Bürste von den Schleifringen ab, so erhält man einen einachsigen Läufer. *Görges* beobachtete, daß dieser Motor nach dem Einschalten nur bis zur etwa halben synchronen Drehzahl hochläuft. Er erkennt den Einfluß der Läuferunsymmetrie, gibt einen Drehmoment-Drehzahlverlauf an (siehe Bild 1), kommt aber zur Klärung der Vorgänge über eine beschreibende Darstellung nicht hinaus. *Görges* bemerkt, daß, abgesehen von den praktischen Verwendungen, diese Erscheinung ein großes theoretisches Interesse hat:

„Sie deutet wieder darauf hin, daß es in der Wechselstromtechnik noch manche Dinge gibt, von denen sich unsere Schulweisheit nichts träumen läßt." ([1], S. 518)

Diese Erscheinung, die *Görges* beobachtet hat, bezeichnet man auch als das **Görgessche Phänomen,** sie tritt auch bei der bezüglich des Rotors einphasigen Induktionsmaschine auf. Die Vorgänge mit einachsiger Sekundärwicklung wurden nach *Görges* von *Niethammer* (ETZ 1898), *Cahen* (ETZ 1898) sowie von *Arnold* [2] und *L. Dreyfus* [3] weiter behandelt.

Arnold beschreibt, daß der einachsige Rotor ein Läuferwechselfeld der Frequenz $s\,\omega_0$ erzeugt, das sich in ein Läufer-Gegen-Drehfeld (Geschwindigkeit $(1—2\,s)\,\omega_0$) und in ein Läufer-Mit-Drehfeld (Geschwindigkeit ω_0) zerlegen läßt. Das Läuferwechselfeld induziert im Ständer schlupfabhängige Ströme, die sich über das Netz schließen, es werden zusätzliche Momente wirksam.

Das Läufer-Gegen-Drehfeld steht gegenüber dem Ständer still, wenn $n = n_s/2$ ist, d. h. bei der halben synchronen Geschwindigkeit. Etwas oberhalb dieser Drehzahl ist das Drehmoment des inversen Feldes negativ und im Maximum, insbesondere, wenn es hier größer ist als das positive Drehmoment des gleichsinnig rotierenden Feldes, kann der Motor nicht über diese Geschwindigkeit hinauslaufen.

Der Motor kann also in der Nähe der halben synchronen (entsprechende Widerstandsverhältnisse vorausgesetzt) und in der Nähe der synchronen Geschwindigkeit sowohl als Motor wie auch als Generator arbeiten. Mit Bild 2 wird eine von *Arnold* bestimmte M-n-Kennlinie angegeben. Durch Vergrößern des Läuferwiderstandes R_2 läßt sich die M-n-Kennlinie, abgesehen von einem Drehmomentsattel, für reinen Motorbetrieb $(0 \leqq n < n_s)$ auslegen.

1912 legte der Görgesschüler *P. Weidig* eine Dissertation [4] an der TH Dresden vor, die die Vorgänge um das Görgessche Phänomen, insbesondere bei Einphasenasynchronmaschinen näher untersucht.

Die Gutachter sind die Professoren *H. Görges* und *W. Kübler*. Bei der analytischen Behandlung ging *Weidig* von den für Ständer- und Läuferkreis gültigen Differentialgleichungen aus:

$$u_1 - L_1 \frac{\mathrm{d}i_1}{\mathrm{d}t} - \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(M_t\, i_2) = i_1 R_1 \qquad (1)$$

$$u_2 - L_2 \frac{\mathrm{d}i_2}{\mathrm{d}t} - \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(M_t\, i_1) = i_2 R_2.$$

Zur Lösung der Differentialgleichungen wurde zuerst $R_1 = 0$ angenommen. Da es nicht gelang, die auftretenden Integrale in geschlossener Form zu lösen, mußte auch noch $R_2 = 0$ angenommen werden. Nach Bestimmung der Integrationskonstanten sowie der experimentellen Ermittlung wirksamer Induktivitäten stellt *Weidig* fest, daß die relativ einfachen Gleichungen nicht benutzt werden können, um Leistungen und Drehmomente in der einachsigen Induktionsmaschine zu verfolgen, die Mittelwerte werden Null. *Weidig* schreibt:

„In der ausgeführten Maschine ist nun stets Widerstand vorhanden und da sie Drehmomente entwickelt und ganz verschiedene Leistungen aufnimmt, so sind diese an das Vorhandensein von Widerstand gebunden. Man müßte zur Darstellung dieser Größen auf die Gleichungen zurückgreifen, die den Widerstand enthalten. Bei deren Kompliziertheit ist aber jedes Operieren mit ihnen recht schwierig". ([4], S. 41)

Deshalb ermittelt er die harmonischen Komponenten der Ströme im Primär- und Sekundärkreis sowie die dadurch hervorgerufenen Spannungen (bestimmte Harmonische bilden ein im Mittelwert von Null verschiedenes Drehmoment) und erhält letztlich durch eine graphische Behandlung eine mit den Messungen gut übereinstimmende Lösung des Problems. *Weidig* erkannte auch, daß die Rechnungen noch komplizierter werden, wenn man den „konstante Spannung liefernden Generator" (also die Netzparameter) bei den Betrachtungen einbezieht.

Auf die Schwierigkeiten bei der exakten analytischen Behandlung der Vorgänge um das Görgessche Phänomen wird sogar noch 1963 (als die analoge von der digitalen Rechentechnik abgelöst wurde) hingewiesen. In [5] heißt es, daß die Digitalrechner für diesen Aufgabenkreis nicht geeignet sind.

„Diese Feststellung ist richtig, wenn man sich als Lösungsart nur ein direktes, numerisches Integrationsverfahren (z. B. Runge-Kutta) vor Augen hält. Wegen der starken Oszillierung der Lösungskurven führt dieses Verfahren nicht zum Ziele . . ."

In der Tat sind die Vorgänge um das Görgessche Phänomen unter Berücksichtigung aller Einflußgrößen so kompliziert und schlecht darstellbar, daß sie bis heute keinen Eingang in die Grundlagenliteratur über elektrische Maschinen gefunden haben. So werden nur die Folgen einer magnetischen oder elektrischen Unsymmetrie des Läufers auf den asynchronen (quasistationären) Betrieb ausreichend genau beschrieben, die auch mit der Annahme, daß der Ankerwiderstand $R_a = 0$ ist, erklärbar sind. Es sind dies die mit der Frequenz $(1—2\,s)\,\omega_0$ auftretenden Subharmonischen im Strangstrom und die mit doppelter Schlupffrequenz um das mittlere asynchrone Drehmoment schwingenden Momentanteile, die sogenannten Pendelmomente. Es bleibt jedoch unerklärt, daß sich der tatsächliche

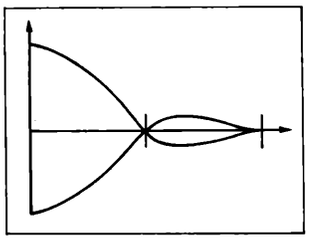


Bild 1. Drehmoment-Drehzahlverlauf bei einem Drehstrommotor mit einachsigem Läufer (aus [1], S. 518)

Einfluß einer Läuferunsymmetrie — besonders auch auf das mittlere asynchrone Moment — nur unter Beachtung des Ankerwiderstandes (einschließlich des Netzinnenwiderstandes) berechnen läßt.

2. Heutige Bedeutung des Görgesschen Phänomens

Während *Görges* 1896 noch glaubte, daß diese Erscheinung praktische Bedeutung zur Drehzahlstellung der Asynchronmaschine erlangen könnte, weist u.a. auch *Kovács* [6] darauf hin, daß dies „... *jedoch leider nicht der Fall*" ist, „*denn das auftretende pulsierende Moment, die im Ständerkreis auftretenden Störungsströme von niedriger Frequenz und schließlich, jedoch nicht in letzter Reihe, wie bekannt, die auftretenden Sättigungserscheinungen es nicht möglich machen, diese Schaltung zu Drehzahlregelungszwecken praktisch anzuwenden*".

Man kann heute allgemein feststellen, daß aus dem Görgesschen Phänomen keine nutzbare Anwendung zur Verbesserung des Betriebsverhaltens abgeleitet werden kann. Die Ursache für das Görgessche Phänomen, die Einsattelung der Drehmomentenkurve (auch als Görgessattel bezeichnet [7]) in der Nähe der halben synchronen Drehzahl infolge einer Läuferunsymmetrie, tritt vielmehr als störende Erscheinung bei Fehlern im Läuferkreis von Asynchronmaschinen (die jedoch zur Fehlererkennung ausgewertet werden könnte) und immer in mehr oder weniger stark ausgeprägter Form beim asynchronen Hochlauf von Synchronmaschinen auf.

Die Untersuchung von Hochlaufvorgängen von Synchronmaschinen sind heute besonders aktuell, da einerseits der Trend zum Einsatz von Synchronantrieben (elektrisch oder permanenterregt) geht und andererseits in der letzten Zeit schwerwiegende Störungen beim Hochlauf aufgetreten sind. Die Läuferunsymmetrie führt nicht nur zu einer Drehmomenteneinsattelung, der den Hochlauf verzögert oder bei annähernd halber Nenndrehzahl aufhält, sondern auch zu den bereits erwähnten Pendelmomenten. Diese Pendelmomente können den gesamten Maschinensatz zur mechanischen Resonanz (Torsionsschwingungen) mit hohen mechanischen Beanspruchungen anregen [5].

3. Heutige theoretische Behandlung der Probleme um das Görgessche Phänomen

Es ist kennzeichnend für den heutigen Entwicklungsstand in der Theorie rotierender elektrischer Maschinen (z.B. [8]) und der digitalen Rechentechnik, daß die relativ komplizierten — und noch vor 20 Jahren für nicht vollständig berechenbar gehaltenen — physikalischen Erscheinungen um das Görgessche Phänomen befriedigend in Modellen abgebildet und ausführlich berechnet werden können. So stehen auch an der Sektion Elektrotechnik der TU Dresden Rechenprogramme zur Lösung praktischer Aufgabenstellungen im Zusammenhang mit Hochlaufvorgängen zur Verfügung. Für die Berechnung von elektromagnetomechanischen Ausgleichsvorgängen in elektrischen Maschinen hat sich allgemein eine Form der Parkschen Gleichungen mit den Eigenparametern der Wicklungen und auf die Ankerwicklung umgerechnet Läufergrößen

Tafel 1. Die Gleichungen (2) und (3)

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \\ \dot{\psi}_f'' \\ \dot{\psi}_D'' \\ \dot{\psi}_Q'' \\ \dot{\omega}_L \\ \dot{\vartheta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_a + R_f'' + R_D''}{L_d''} & \omega_L \frac{L_q''}{L_d''} & \frac{1}{L_d''}\left(\frac{1}{T_{ff}} + \frac{1}{T_{fD}}\right) & \frac{1}{L_d''}\left(\frac{1}{T_{DD}} + \frac{1}{T_{Df}}\right) & \omega_L \frac{1}{L_d''} & \\ -\omega_L \frac{L_d''}{L_q''} & -\frac{R_a + R_Q''}{L_q''} & -\omega_L \frac{1}{L_q''} & -\omega_L \frac{1}{L_q''} & \frac{1}{L_q''}\frac{1}{T_Q} & \mathbf{0} \\ R_f'' & 0 & -\frac{1}{T_{ff}} & -\frac{1}{T_{fD}} & 0 & \\ R_D'' & 0 & -\frac{1}{T_{Df}} & -\frac{1}{T_{DD}} & 0 & \mathbf{0} \\ 0 & R_Q'' & 0 & 0 & -\frac{1}{T_Q} & \\ 0 & -k_m(L_q'' - L_d'')i_d & k_m i_q & k_m i_q & -k_m i_d & 0\ 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \psi_f'' \\ \psi_D'' \\ \psi_Q'' \\ \omega_L \\ \vartheta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d''}(u_d - u_f'') \\ \frac{1}{T_q''} u_q \\ u_f \\ 0 \\ 0 \\ -\frac{2}{3}\frac{k_m}{p_z} m_w \\ 0 \end{bmatrix} \tag{2}$$

R_f'', R_D'', R_Q'' auf die Ankerwicklung umgerechnete Läuferwiderstände T_{ff}, T_{fD}, T_{Df}, T_{DD}, $T_Q = T_{q0}''$ sättigungsabhängige Zeitkonstanten, die von den konstant angenommenen Streuinduktivitäten und den sättigungsabhängigen Hauptinduktivitäten abhängen

Das Luftspaltdrehmoment ergibt sich aus:

$$m_e = p_z \frac{3}{2} (\psi_f'' + \psi_D'') i_q - \psi_Q'' i_d - (L_q'' - L_d'') i_d i_q \tag{3}$$

Bild 2. Drehmomentkurve eines mehrpoligen Motors mit einachsiger Rotorwicklung (aus [2], S. 190, Fig. 108)

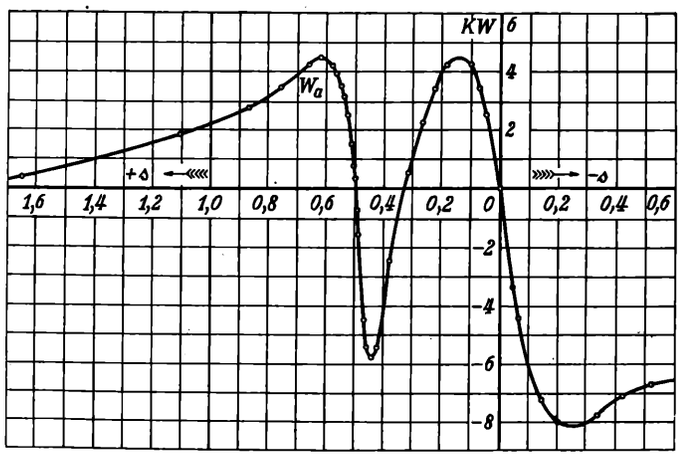
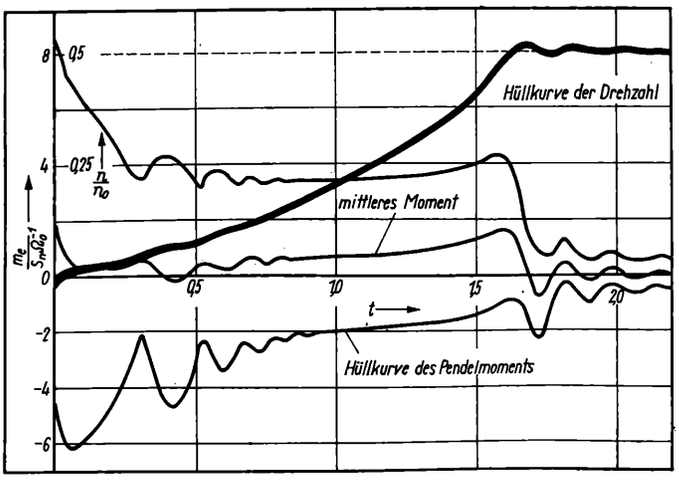


Bild 3. Verläufe des Luftspaltdrehmomentes und der Drehzahl bei Leerhochlauf eines Asynchronmotors mit Unterbrechung in einem Läuferstrang



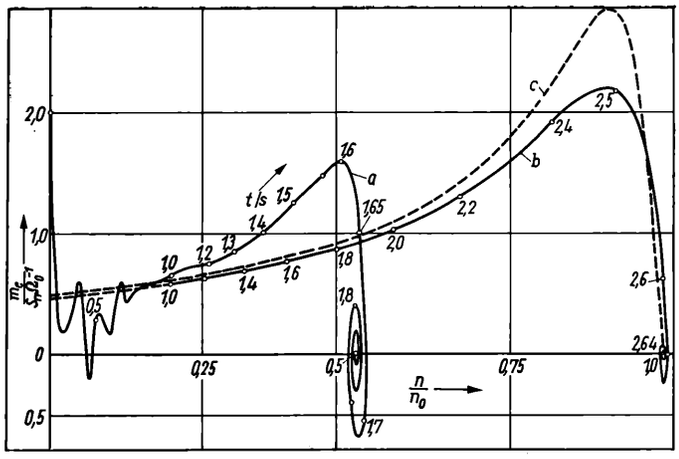


Bild 4. Hochlaufkennlinien und quasistationär berechnete Drehmoment-Drehzahlkennlinie einer Asynchronmaschine

a) Leerhochlauf bei unsymmetrischem Läufer entsprechend Bild 3 mit der Zeit als Parameter
b) Leerhochlauf bei symmetrischem Läufer
c) quasistationäre Drehmoment – Drehzahlkennlinie berechnet nach *Kloss*

(Die Rasterlinie für $\frac{n}{n_0} = 0{,}5$ ist zu weit links eingetragen.)

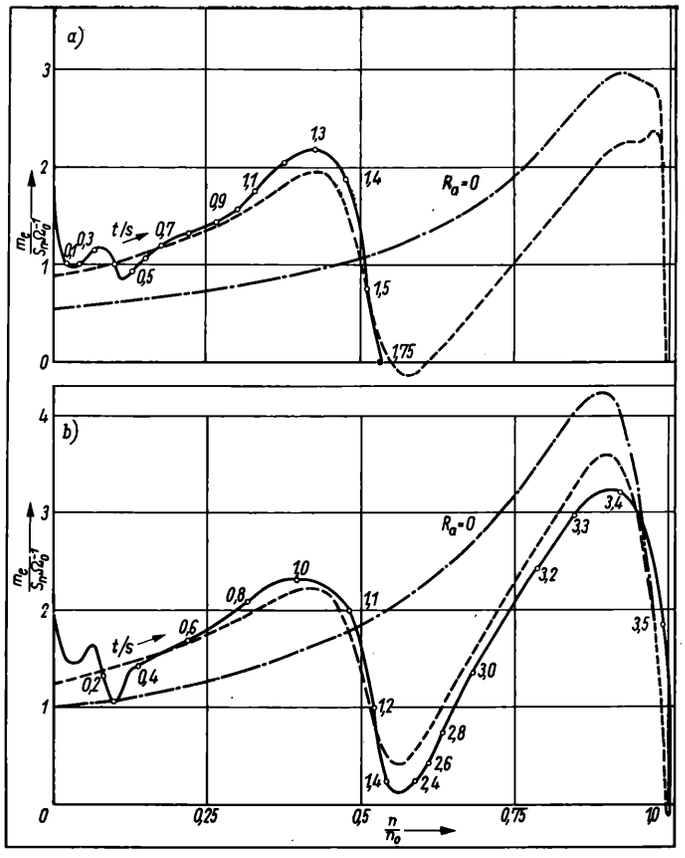


Bild 5. Hochlauf- und quasistationär berechnete Drehmoment – Drehzahlkennlinien einer Synchronmaschine

——— Hochlaufkennlinie
····· quasistationäre M-n-Kennlinie
— · — · — quasistationäre M-n-Kennlinie für $R_a = 0$

a) mit widerstandslos kurzgeschlossener Erregerwicklung
b) mit über $9 \times R_f$ kurzgeschlossener Erregerwicklung

bewährt. Sie ermöglicht mit geringem Aufwand auch die Berücksichtigung der Eisensättigung.

Ein wesentlicher Schritt für die effektive Lösung des Gleichungssystems ist die systematische Auflösung in Form der Zustandsdarstellung $\dot{\boldsymbol{z}} = \boldsymbol{A}\boldsymbol{z} + \boldsymbol{B}\boldsymbol{x}$, wobei es verschiedene Möglichkeiten zur Wahl der Zustandsvariablen $\boldsymbol{z}$ ergibt. Unter den Gesichtspunkten einer iterationsfreien Berücksichtigung der Eisensättigung, der Möglichkeit der Verknüpfung mit anderen Maschinen oder Netzelementen und einer eventuellen Reduktion des Gleichungssystems ist die Gleichungsform mit den Ankerströmen und den trägen Läuferflußverkettungen besonders geeignet. Bei Berücksichtigung je einer Ersatzdämpferwicklung je Achse nimmt es die Form der Gleichungen (2) und (3) an (siehe Tafel 1; man vergleiche mit der Schreibweise der Gl. (1)). Das Gleichungssystem (2) ist durch die Sättigungsabhängigkeit einzelner Elemente (die hier nicht beschrieben wird), die Produktbildung im Ausdruck für das elektrische Drehmoment, die Drehzahlabhängigkeit und i. a. durch die Charakteristik des Widerstandsmomentes nichtlinear. Wenn die Nichtlinearitäten, wie durch die Wahl der Zustandsvariablen angestrebt, nur Funktionen der Zustandsvariablen sind, kann das Gleichungssystem ohne Iterationen problemlos gelöst werden und liefert alle interessierenden Momentanwertverläufe der elektrischen und mechanischen Größen. Die Bilder 3 bis 5 zeigen berechnete typische Drehmoment- und Drehzahlverläufe für den Hochlaufvorgang bei unsymmetrischem Läufer. Die Bilder 3 und 4 demonstrieren die Vorgänge um das Görgessche Phänomen bei einer Asynchronmaschine mit einem Fehler im Läuferkreis. Die Maschine bleibt bei der halben Nenndrehzahl (Leerhochlauf) hängen und wird durch Pendelmomente beansprucht. Zum Vergleich wurde in Bild 4 auch der Hochlaufvorgang (Leerhochlauf) bei gesundem Läufer und die nach der vereinfachten Kloss'schen Beziehung berechnete Drehmomenten-Drehzahlkennlinie eingetragen.

Ganz ähnlich verläuft der asynchrone Hochlauf einer Synchronschenkelpolmaschine mit kurzgeschlossenem Erregerkreis (Bild 5a). Das Anlaufverhalten von Synchronmotoren kann durch Einschaltung eines Zusatzwiderstandes in den kurzgeschlossenen Erregerkreis verbessert werden. Bild 5b zeigt die Wirkung eines solchen Zusatzwiderstandes von der Größe $9 \times R_f$. Die Maschine würde im Leerlauf hochlaufen, verweilt aber relativ lange in der Nähe des Görgessattels.

Auf Grund der relativen Kompliziertheit des den Hochlaufvorgang beschreibenden Gleichungssystems hatte sich schon *Weidig* Gedanken zur vereinfachten Lösung gemacht. Seine Ansätze entsprechen der heute bekannten quasistationären Betrachtungsweise.

Um die Aussagefähigkeit dieser Berechnungsmethode zu demonstrieren, sind in den Bildern 5a und 5b auch die quasistationär aus Gl. (2) berechneten Drehmomenten-Drehzahlkennlinien mit und ohne Berücksichtigung des Ankerwiderstandes R_a eingetragen.

Der Vergleich mit der ausführlichen Lösung zeigt einerseits, daß die quasistationäre Kennlinie in Näherung durchaus zur Berechnung von Hochlaufvorgängen herangezogen werden kann. Durch die quasistationäre Beschreibung wird die Ordnung der Zustandsgleichung (2) auf Eins reduziert und somit die Untersuchung von Hochlaufvorgängen mit programmierbaren Kleinrechnern ermöglicht.

Andererseits unterstreichen die quasistationären Kennlinien im Bild 5 die bereits von *Weidig* getroffene Feststellung, daß bei Vernachlässigung des Ankerwiderstandes die Läuferunsymmetrie zu keiner Drehmomenteneinsattelung führt. Das Drehmoment kann damit nicht negativ und das Görgessche Phänomen würde nicht erfaßt werden.

(Die vorstehenden Ausführungen sind Inhalt eines Plenarvortrags zur 10. Wissenschaftlichen Konferenz der Sektion Elektrotechnik der TU Dresden vom 10. bis 12. 07. 1984.)

Literatur

[1] *Görges, H.:* Über Drehstrommotoren mit verminderter Tourenzahl, ETZ 1896, S. 517 – 518

[2] *Arnold, B.; la Cour, J. L.:* Die asynchronen Wechselstrommaschinen. 5. Band, 1. Teil, Berlin: Springer-Verlag 1909

[3] *Dreyfus, L.:* Die Theorie des Drehstrom-Asynchronmotors in der einachsigen Schaltung und ihre experimentelle Nachprüfung. Diss. München, 1909

[4] *Weidig, P.:* Die Wechselstrom-Induktionsmaschine mit einachsiger Sekundärwicklung. Diss., TH Dresden, 1912

[5] *Horvath, A.:* Probleme der instationären Torsionsschwingungen beim asynchronen Hochfahren von Turboverdichtern durch einen Synchronmotor mit ausgeprägten Polen. BB-Mitteilungen 50 (1963) 6/7, S. 417 – 429

[6] *Kovács, K. P.:* Das Anlassen und Regeln von Schleifring-Asynchronmotoren mit asymmetrischem Läuferwiderstand. Acta Technica Academiae scientiarum Hungaricae Tomus XXXII Fasciculi 1 – 2 (Seperatdruck)

[7] *Jordan, H.; Lorenzen, H.-W.; Taegen, F.:* Über den asynchronen Anlauf von Synchronmaschinen. ETZ-A 85 (1964) 10, S. 296 – 305

[8] *Müller, G.:* Theorie rotierender elektrischer Maschinen. Berlin: VEB Verlag Technik 1973

EA 5428

Mikroelektronik in der Leistungselektronik[1)]

H. Conrad, KDT, Dresden; H. Güldner, KDT, Dresden; W. Prischmann, KDT, Erfurt

Herrn Prof. (em.) Dr.-Ing. habil. *Lappe* zum 70. Geburtstag gewidmet

Mit der Stromrichtertechnik auf der Basis von Gasentladungsventilen hat im ersten Drittel unseres Jahrhunderts die Elektronik Einzug in die energetische Elektrotechnik gehalten. Durch den Einfluß der Halbleitertechnik entwickelte sich darauf aufbauend die Leistungselektronik als selbständige Wissenschaftsdisziplin innerhalb der Elektrotechnik, die bereits in hohem Maße energetische Elektrotechnik und Mikroelektronik integriert.

Die Analyse der Entwicklung zeigt, daß der wissenschaftlich-technische Fortschritt in der Leistungselektronik vor allem durch die Anwendung neuer Werkstoffe, wie es Silizium bei den Bauelementen war, und verbesserter bzw. neuer Technologien gekennzeichnet ist.

So haben in letzter Zeit für den Scheibenprozeß genutzte Technologien der Mikroelektronik, wie Mehrfachdiffusion, Ionenimplantation, verfeinerte fotolithografische Verfahren u.a., sowohl zur Verbesserung konventioneller Leistungshalbleiterbauelemente bezüglich beherrschbarer Ströme und Spannungen statischer und/oder dynamischer Kenndaten beigetragen als auch die Entwicklung neuartiger Bauelementestrukturen, z.B. Thyristoren mit Abschaltunterstützung (GAT), rückwärts nichtsperrende Thyristoren, Abschaltthyristoren (GTO) und Leistungs-MOSFETs, und dabei eine Erhöhung der Integration ermöglicht. Die Entwicklung der Leistungshalbleiterbauelemente beeinflußte ihrerseits ebenfalls die Stromrichterschaltungstechnik und ist vielfach mit einer Verbesserung des Wirkungsgrades und des Masse/Leistungs-Verhältnisses der leistungselektronischen Anlagen verbunden.

Schließlich führt die Entwicklung der Mikroelektronik mit ihren hochintegrierten Schaltkreisen zur wesentlichen Verbesserung der gesamten Informationseinrichtung der leistungselektronischen Anlage und ermöglicht die Optimierung technologischer Prozesse und der Traktion mit leistungselektronischen Stellgliedern, z.B. in Form von drehzahlveränderlichen Gleich- und Drehstromantrieben, durch die Nutzung der Mikrorechentechnik.

1. Einfluß der Technologie der Mikroelektronik auf die Entwicklung leistungselektronischer Bauelemente

1.1. Fortschritte bei der Silizium-Einkristallherstellung und der Diffusionstechnik

Entscheidende Fortschritte bei der Herstellung von Si-Einkristallen wurden in weniger als 3 Jahrzehnten erreicht. So konnte der Trichlorsilanprozeß zur Herstellung des polykristallinen Ausgangs-Si so verbessert werden, daß der Aufwand zur Hochreinigung wesentlich verringert werden konnte. Die Vervollkommnung der Züchtungstechnologien und -ausrüstungen ermöglichte den Übergang zur 100-mm-Scheibe von hochreinem, versetzungsfreiem Si-Einkristall und damit die Fertigung von Leistungshalbleiterbauelementen mit Durchlaßströmen bis 4200 A (Dioden). Die Anwendung der tiegellosen Züchtungsmethode (ZFA-Verfahren) und der Neutronendotierung erlaubt die Herstellung von Leistungsthyristoren mit Sperr- und Blockspannungen bis 4400 V [1].

Zur Verbesserung der dynamischen Kenngrößen von Leistungshalbleiterbauelementen trug wesentlich der Übergang von der Legierungsdotierung zur Trägergas-Diffusion bei, der zu einer Verbesserung der Genauigkeit des angestrebten Dotierungskonzentrationsprofils auf $\pm$ (10 ··· 20) % führte. Die Einführung der Ionenimplantation zur Vorbelegung in Kombination mit der Tiefendiffusion verbessert die Konzentrationsgenauigkeit bis auf 1 % und gestattet die Herstellung genau einstellbarer, von Strahlungsschäden freier pn-Übergänge. Die Nutzung dieser Technologie für die Herstellung leistungselektronischer Bauelemente erlaubt es, wesentliche Verbesserungen bei der Realisierung von p-i-n-Strukturen bzw. der Vertikalstrukturierung überhaupt mit geringer Streuung der Fertigungstoleranzen und damit eine Erhöhung der Ausbeute in der hochsperrenden Anfallklasse der Leistungshalbleiter zu erreichen.

1.2. Fortschritte der Epitaxie-Planartechnologie

Die Erhöhung der Kollektor-Emitterspannung von bipolaren Leistungstransistoren auf für den Anwender interessante Werte $\geqq$ 700 V wurde durch den Übergang von der Legierungs- und Mesa-Diffusionstechnik auf die Dreifachdiffusion und Einführung der Multiepitaxie-Planartechnologie möglich [2]. Mit diesen Technologien sind sehr niedrige Durchlaßwiderstände bei gleichzeitiger Reduzierung der Fertigungstoleranzen und der Punkt-Störungen im Basis-Emitter-Bereich realisierbar. Dadurch wird der sichere Arbeitsbereich ausgeweitet und die Zuverlässigkeit der Bauelemente erhöht.

Die Kombination der Multiepitaxie-Technologie mit der speziell für die Leistungselektronik entwickelten Glaspassivierung gestattet heute eine ökonomische Massenfertigung im Scheibenprozeß. Praktisch können dabei Leistungstransistoren in Einchip-/oder Mehr-Chipausführung für Ströme $\leqq$ 100 A hergestellt werden.

1.3. Fortschritte der Fotolithografie und der MOS-Technologien

Die Anwendung bipolarer Leistungstransistoren als schnelle Schalter ist auf Frequenzen bis etwa 20 ··· 40 kHz begrenzt. Durch die Fortschritte auf dem Gebiet der MOS-Technologien, insbesondere die Weiterentwicklung der für höhere Drain-Source-Durchbruchspannung geeigneten D-MOS-Technologie, konnten für die Leistungselektronik interessante Bauelemente (Leistungs-Feldeffekt-Transistoren) mit extrem kurzen Schaltzeiten (10 ··· 200 ns) entwickelt werden [3]. Die erreichbaren Schaltzeiten werden beim Leistungs-MOSFET im wesentlichen durch das Umladen der Gate- und parasitären Kapazitäten bestimmt, die ihrerseits durch entwurfsseitige Maßnahmen, wie durch geringe Gateüberlappungen u.a. laterale Abstände beeinflußbar sind.

Durch die Fortschritte in der Fotolithografie und den Ätztechnologien sind heute im Standardprozeß der Mikroelektronik kleinste laterale Abmessungen von 2 ··· 3 µm mit Überdeckungsgenauigkeiten $\leqq$ 0,5 µm realisierbar. Diese Möglichkeiten wurden bei MOSFETs zur Herstellung von einigen 10000 Einzeltransistoren auf einem Chip genutzt, die dann über eine durchgängig aufgedampfte Aluminiumschicht parallel geschaltet werden und so eine entsprechende Strombelastbarkeit möglich machen (Bild 1). Die Anwendung der Leistungs-MOSFETs für höhere Spannungen ($>$ 500 V) wird gegenwärtig durch die gegenüber bipolaren Transistoren wesentlich höhere Restspannung und die nicht mögliche Ausnutzung der hohen Schaltfrequenz durch das Fehlen geeigneter Dioden, Ferritte und Kondensatoren begrenzt [4].

2. Integrierte Leistungselektronik

Das Bestreben, die leistungselektronischen Bauelemente bezüglich ihrer statischen und dynamischen Kenngrößen weiter zu verbessern und ihnen anhaftende Nachteile zu überwinden, zwingen dazu, die Fortschritte in der Technologie der Mikroelektronik für die Leistungselektronik weiter nutzbar zu machen. Die Analyse dieser Entwicklung läßt zwei grundsätzliche Tendenzen erkennen:

- Eine einheitliche Konfiguration für das ideale leistungselektronische Bauelement gibt es nicht, dafür sind die Anforderungen zu vielfältig und die physikalisch-technischen Forderungen z.T. gegenläufig.
- Die Suche nach einer vereinheitlichten Konfiguration im weiteren Sinne wird über den Weg einer vereinheitlichten technologischen Basis fortgeführt. Als Möglichkeit einer Lösung hierfür deutet sich die Integration verschiedenartiger Bauelementestrukturen in einem Bauelement (Multichip) oder auf einem Chip an.

Durch konsequente Nutzung der Fortschritte der Technologien zur Herstellung hochintegrierter (LSI)-Schaltkreise in Verbindung mit ebenfalls für die Mikroelektronik entwickelten Methoden des rechnergestützten Entwurfs (CAD) sind bereits eine Reihe solcher neuen leistungselektronischen Bauelemente entstanden. Dazu gehört zweifellos der Abschaltthyristor (GTO), der erst durch die Nutzung der Fortschritte der LSI-Technologie für die Lateral-Geometrie

Dr. sc. techn. *Harry Conrad* ist o. Professor und Dr. sc. techn. *Henry Güldner* ist Hochschuldozent für Leistungselektronik der Sektion Elektrotechnik der TU Dresden; Dr.-Ing. *Werner Prischmann* ist 1. Stellvertreter des Generaldirektors des VEB Kombinat Mikroelektronik Erfurt.

[1)] Vortrag zur 10. Wissenschaftlichen Konferenz der Sektion Elektrotechnik der TU Dresden vom 10. bis 12. 7. 1984

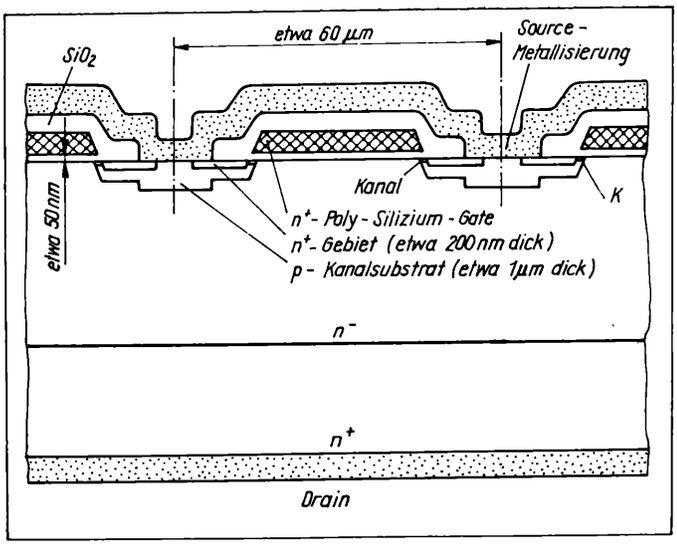


Bild 1. Prinzipieller Aufbau der Struktur eines Leistungs-MOSFETs in DMOS-Si-Gate-Technologie

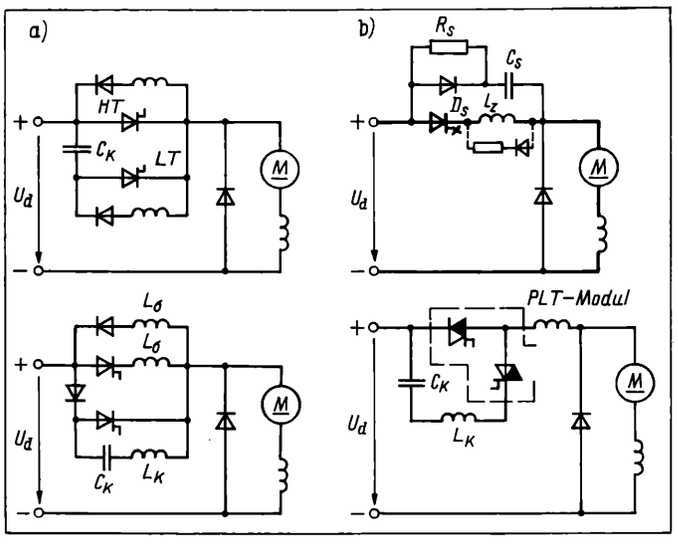


Bild 4. Grundschaltungen eines Gleichstromstellers
a) konventionelle Varianten
b) Einsatz eines GTO bzw. eines rückwärtsleitenden Modul

und die fortgeschrittenen technologischen Ergebnisse des horizontalen Aufbaus bei Leistungstransistoren und des Vertikalaufbaus von modernen Thyristoren ökonomisch realisiert werden konnte (Bild 2) [4] [5]. Geringe Schaltzeiten und eine hohe Abschaltverstärkung wurden bei diesem Bauelement durch folgende Maßnahmen erreicht:

- optimierte Streifenbreite für Katode und Gate (CAD)
- hohe Genauigkeit der lateralen Geometrie (Fotolithografie)
- dicke Metallisierungsbahnen für hohe Stromtragfähigkeit (Hochraten-Zerstäubung)
- optimale Einstellung des Dotierungskonzentrationsverlaufs (Ionenimplantation bzw. Multichip-Epitaxie)
- genaue Fixierung der Größe und Lage der anodenseitigen Shortungspunkte zu den Katodengebieten (zweiseitige Fotolithografie).

Wie zu Anfang in der Mikroelektronik die integrierten Hybrid- und Multichip-Schaltkreise vor einer voll-(monolithisch)-integrierten Lösung realisiert wurden, vollzieht sich die Entwicklung auch in der Leistungselektronik.

Durch die Entwicklungen auf dem Gebiet der Modulgehäuse und Montagetechnologie wurden Voraussetzungen zur Hybrid- oder Multichipintegration auch in der Leistungselektronik geschaffen. So wurden z. B. zunächst in Multichiptechnik ein Frequenzthyristor und eine schnelle Diode in einem Modulgehäuse montiert, bevor der Schritt zum vollintegrierten, rückwärtsleitenden Thyristor (RLT) gegangen wurde. In analoger Weise vollzog sich die Entwicklung bei Darlington-Leistungstransistoren, wobei die vollintegrierte Ausführung auch die Einbeziehung der Basis-Emitterwiderstände und speed-up-Diode gestattet. Auch Festspannungsregler wurden zunächst hybrid hergestellt, während sie heute als Schaltkreis im TO3-Gehäuse für 20 A bei 5 V Ausgangsspannung mit 200 W zulässiger Verlustleistung geliefert werden.

Durch Kombination verschiedenartiger Leistungshalbleiter in Form von Hybridschaltungen wird versucht, die Vorteile der Einzelbauelemente auszunutzen und die Gesamteigenschaften weiter zu verbessern. Beispiele dafür sind Kombinationen von Leistungs-MOSFETs mit Thyristoren und bipolaren Leistungstransistoren, die die Vorteile der hohen Eingangsimpedanz und Schaltgeschwindigkeit des Leistungs-MOSFETs mit der hohen Stromtragfähigkeit bei niedrigen Spannungsabfällen der bipolaren Strukturen verbinden [6]. Es ist offensichtlich, daß auf der Grundlage vereinheitlichter, durchgängiger Technologien auch bei diesen neuartigen Bauelementen der Weg zur Integration auf einem Chip beschritten werden wird.

3. Einfluß neuer leistungselektronischer Bauelemente auf die Stromrichterschaltungstechnik

Jede leistungselektronische Schaltung (Stromrichterschaltung) kann in einen Leistungsteil, der auf dem Prinzip der geometrischen Strom- und Spannungsbildung beruht und einen Informationsteil, der für die Erzeugung der Zünd- und Löschimpulse (Thyristoren) bzw. Dauerimpulse (Transistoren) verantwortlich ist, unterteilt werden. In einer leistungselektronischen Anlage müssen auch die die Zünd- und Löschimpulse bzw. den Basisstrom oder die Gatespannung (unipolare Leistungstransistoren) mitbeeinflussenden Steuer-, Regel-, Schutz- und Überwachungseinrichtungen als Komponenten des Informationsteils mit berücksichtigt werden (Bild 3). Die Entwicklung der Mikroelektronik hat beide Teile stark beeinflußt und verändert. Stark formalisiert kann man sagen, daß Innovationen auch auf dem Gebiet der Leistungselektronik immer über das verbesserte oder neue Bauelement eingeleitet und letztlich auch realisiert werden. Das trifft sowohl für den Leistungsschalter „Thyristor" oder „Transistor" als auch für das die Struktur der Informationseinrichtung bestimmende „Bauelement" Mikrorechner zu. Wie im vorhergehenden Abschnitt aufgezeigt wurde, haben die Technologien der Mikroelektronik dabei wesentlich die Weiterentwicklung und Neuentwicklung auch der in den Stellgliedern eingesetzten leistungselektronischen Bauelemente befruchtet.

Bild 2. Prinzipieller Aufbau der Struktur eines GTO-Thyristors [5]

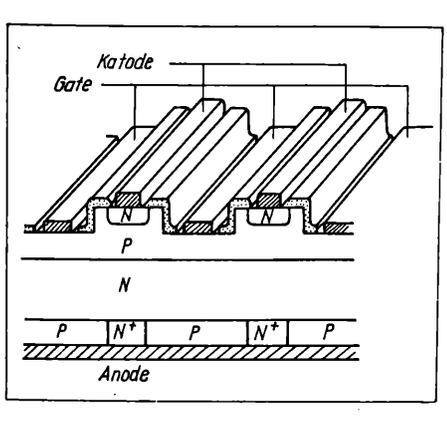
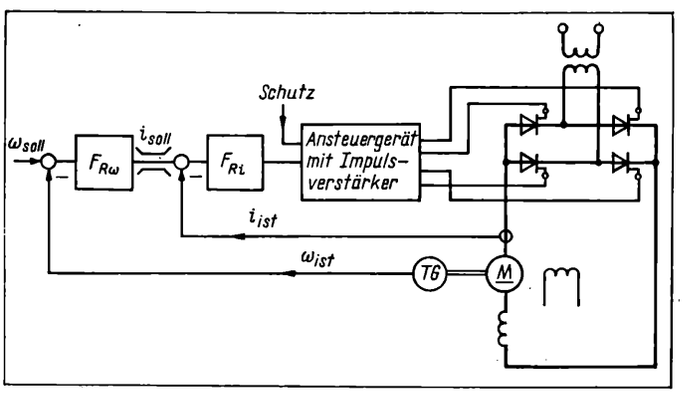


Bild 3. Grundschema einer leistungselektronischen Anlage am Beispiel eines Gleichstromantriebs



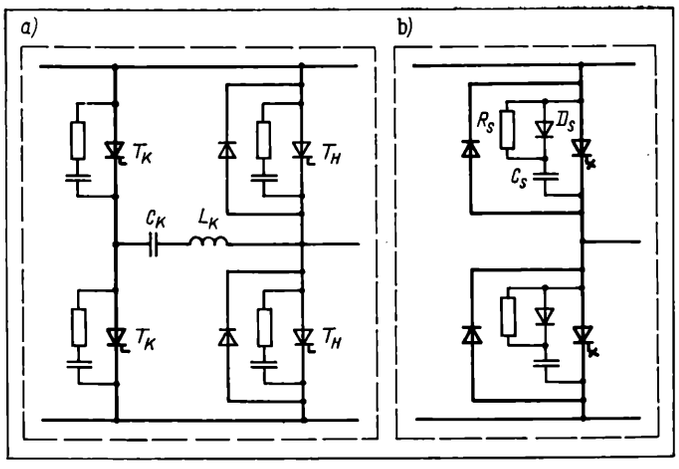


Bild 5. Wechselrichterzweig
a) konventionelle Variante
b) mit GTO

Dieser Einfluß der Mikroelektronik auf die Leistungselektronik erfordert aber kein prinzipielles Umdenken applikativ tätiger Ingenieure. In der Regel interessiert die „Vorgeschichte" des Bauelementes nur in soweit, als sie für z. B. über das Datenblatt hinausgehende Angaben bezüglich der Auslegung des notwendigen Schutzes, der Ansteuerung wie auch zur „Formulierung" physikalisch gerechtfertigter bzw. begründeter Forderungen an den Bauelementehersteller von Bedeutung sein kann. Der Schaltungstechniker nimmt mit Freude wahr, daß neue leistungselektronische Bauelemente zur Verfügung stehen, die z. B. einerseits die Beherrschung höherer Frequenzen, Ströme und Spannungen und damit auch neue Einsatzgebiete ermöglichen und die andererseits gestatten, den Aufwand insgesamt zu senken. Hierbei spielen ökonomische Fertigung, Zwang zur Automatisierung wie auch die Anwendung energiesparender (verlustarmer) Leistungsstellverfahren eine besondere Rolle. Gerade in letzter Zeit sind diesbezüglich entscheidende Fortschritte auf dem Gebiet der Leistungshalbleiter erzielt worden, wie es die schon genannten Abschaltthyristoren, rückwärtsleitende Thyristoren oder bipolare Leistungstransistoren großer Stromtragfähigkeit, Leistungsdarlington oder Leistungs-MOSFETs beweisen. Auch wenn heute noch keine endgültigen Aussagen und Verallgemeinerungen zu den Anwendungsgebieten der neuen Leistungshalbleiter und den erzielbaren Effekten gemacht werden können, läßt sich dennoch folgendes feststellen:

— Der Einsatz der RLT ist immer dann vorteilhaft, wenn schaltungstechnisch ohnehin eine Diode antiparallel zum Thyristor eingesetzt werden muß. Dadurch können die konstruktive Gestaltung vereinfacht, der Bauelementeaufwand für die Beschaltung verringert sowie definierte Freiwerdezeitverhältnisse realisiert werden. Die gegenüber symmetrischen Thyristoren bei gleicher Sperrspannung physikalisch erreichbare Freiwerdezeit ist geringer, so daß der Kommutierungsaufwand bei selbstgelöschten Schaltungen ebenfalls vermindert werden kann. Die nicht vorhandene Streuinduktivität zwischen Diode und Thyristor (Bild 4) wirkt ebenfalls in diese Richtung. Nachteilig ist, daß das Verhältnis zwischen Thyristor- und Diodenstrom von Schaltung zu Schaltung stark unterschiedlich sein kann, so daß eine optimale Auslegung beim Entwurf des RLT für einen breiten Anwendungsfall kaum möglich ist. Offen bleibt auch noch die Frage, ob nicht der Einsatz eines asymmetrischen Thyristors in Kombination mit einer schnellen Inversdiode in vielen Fällen die bessere Lösung darstellt, zumal Freiwerdezeit und Sperrspannung beim asymmetrischen Thyristor auch für vom Pulsstellereinsatz abweichende Anwendungen vorteilhaft optimiert werden können. Außerdem werden dabei für größere Leistungen bessere Bedingungen zur Verlustleistungsabfuhr geschaffen.

— Beim Einsatz von GTOs entfallen in den Schaltungen nach Bild 4 bzw. Bild 5 die Kommutierungskreise, während der Aufwand für die Ansteuerelektronik und die allgemeine Beschaltung höher werden. Der Einsatz von GTOs in selbstgelöschten Schaltungen unterscheidet sich gegenüber Frequenzthyristoren oder RLT dadurch, daß bei maximaler Zwischenkreisspannung der maximale Strom abschaltbar sein muß und bei maximaler Taktfrequenz der GTO thermisch nicht überlastet werden darf. Während des Abschaltvorgangs muß die Spannungsanstiegsgeschwindigkeit in Vorwärtsrichtung begrenzt werden, um die Abschaltverlustleistung niedrig zu halten. Eine entsprechende RCD-Beschaltung ist in der Regel dafür ausreichend, wenn auch deren Auslegung meist auf den konkreten Anwendungsfall abgestimmt werden muß. Passive und aktive Verfahren zur Begrenzung des Überstroms müssen dafür genutzt werden, daß ein Abschalten durch den GTO auch im Störungsfall noch möglich ist (schnelle Stromerfassung, gezielte Verzögerung des Stromanstiegs durch eine entsprechende Bemessung einer vorzusehenden Drossel).

— Neben diesen genannten Besonderheiten sind weitere Aspekte des Einsatzes neuer Leistungshalbleiter vom Schaltungstechniker zu beachten, wie auch der sich international abzeichnende Trend, im unteren und mittleren Leistungsbereich moderne Transistoren unterschiedlicher Bauart (z. B. in Form von Moduln) verstärkt einzusetzen. Auch hat der Schaltungstechniker die Möglichkeit, verschiedenartige Bauelemente zu kombinieren, um die Vorteile der Einzelelemente besser zum Tragen zu bringen [8]. Ein Beispiel dafür ist in Bild 6 gegeben, wobei es denkbar ist, daß die Schaltungskonfiguration (MOS-Bipolar-Darlington) in Zukunft vollintegriert auf einem Chip ausgeführt werden kann.

Dieser von der Mikroelektronik auf die Entwicklung neuer leistungselektronischer Bauelemente ausgeübte Einfluß führt letztlich zur Verbesserung der technisch-ökonomischen Parameter bekannter Schaltungen bzw. Anlagen oder auch zu neuen Anwendungen. Die sich hieraus ergebenden Konsequenzen sind dem Leistungselektroniker jedoch nicht prinzipiell neu und erfordern auch kein grundsätzlich neues Herangehen. Anders stellt sich aber der Einfluß der Mikroelektronik auf die Gestaltung des Informationsteils dar.

4. Nutzung hochintegrierter Schaltkreise in der Informationseinrichtung leistungselektronischer Anlagen

Durch den gegenwärtig erreichten Stand in der Mikroelektronik, speziell auf dem Gebiet der Mikroprozessoren bzw. der Mikrorechentechnik, wird ein technologischer Wandel des Informationsteils einer leistungselektronischen Anlage (Bild 3) hinsichtlich seines Wirkprinzips, seiner Erstellung und Aufgaben eingeleitet.

Die gegenwärtig angebotenen leistungsfähigen Mikroprozessoren mit ihren dazugehörigen Peripherieschaltkreisen, Einchiprechner, schnellen Analog/Digital-Umsetzer, Logik- und Arithmetikelemente ermöglichen den Übergang von der analogen zu analog-digitalen und in Zukunft zu durchgängig digitalen Regelverfahren in der elektrischen Antriebstechnik oder auch bei der Prozeßführung elektrotechnologischer Anlagen. Für die digitale Signalverarbeitung unter Nutzung des Mikrorechners sprechen solche Gesichtspunkte, wie Genauigkeit, Speicherung von Führungsgrößen, adaptive Regelung wie auch die Verwendung von mathematischen Modellen für nicht meßbare Variable oder Erhöhung der Zuverlässigkeit. Die Ansteuerung des leistungselektronischen Stellglieds selbst (vgl. Bild 3) kann auch vorteilhaft über Mikrorechner erfolgen, da dieses ein digitales System mit einem durch Binärmuster beschreibbaren Zustand darstellt. Wie Untersuchungen zeigen, können z. B. mit einem Einchiprechner U 882 [9] beim Einsatz in der Informations-

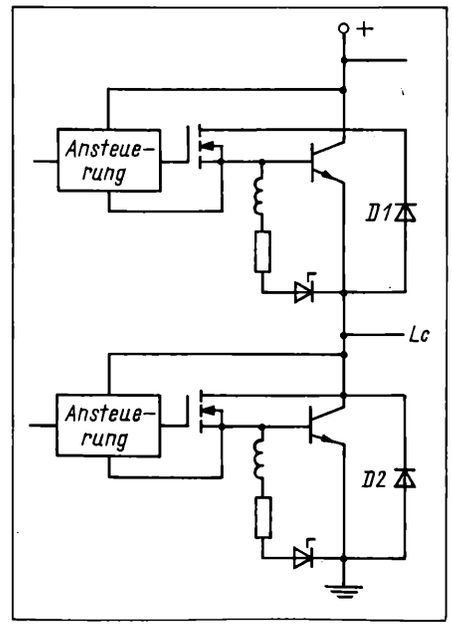


Bild 6
Wechselrichterzweig mit MOS-Bipolar-Darlington

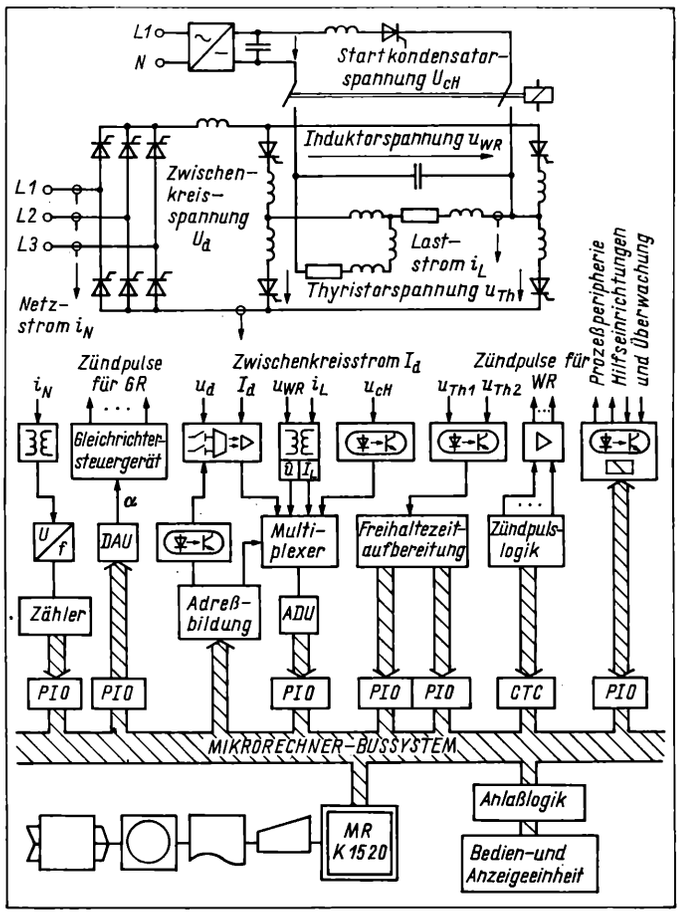


Bild 7. Informationseinrichtung einer MF-Induktionserwärmungsanlage (schematische Darstellung)

einrichtung netzgelöschter Stromrichter folgende Funktionen realisiert werden:

Netzsynchronisation, Zündimpulsbildung und -ausgabe mit einem Verschiebebereich von 0 bis 210°, Regler mit PI- bzw. PID-Algorithmus, automatische Phasenerkennung, Phasenausfall, WR-Zwangssteuerung, Impulssperre, Sanftanlauf, Zwischenimpulsausgabe sowie Ausgabe der rechnerinternen 300-Hz-Frequenz zur Tastung eines Strommeßgliedes.

Nicht so sehr die heute noch meist benutzte und viel Aufwand erfordernde Programmierung in einem mnemotechnisch verschlüsselten Maschinencode, sondern vor allen Dingen die Tatsache, daß durch die Verwendung von Einchip- bzw. Mikrorechnern auch die Möglichkeit gegeben ist, eine Optimierung des Gesamtsystems (Stellglied einschließlich Prozeß) vorzunehmen, führt zu neuen Überlegungen bei der Planung und Durchführung von Forschungs- und Entwicklungsvorhaben. So zeigt sich, daß z.B. bei MF-Induktionserwärmungsanlagen auf Transistor- und Thyristorbasis der vorhandene theoretische Vorlauf bezüglich einer zeit-, energie- oder/und qualitätsoptimalen Prozeßführung nicht ausreichend ist, um die durch den Mikrorechner gegebenen Möglichkeiten voll nutzen und die Frage nach dem Zentralisierungsgrad eindeutig beantworten zu können. Eine umfassende System- bzw. Prozeßanalyse ist dafür nötig, die eine enge interdisziplinäre Zusammenarbeit erfordert. Am Beispiel der MF-Induktionserwärmungsanlage ist gemäß Bild 7 auch der „Wandel" der Informationseinrichtung unter dem Einfluß moderner mikroelektronischer Bauelemente deutlich zu erkennen. Da im vorliegenden Fall erweiterte Möglichkeiten für die Prozeßführung notwendig waren [10], wurden zyklisch auszuführende Operationen (z.B. Zündimpulsbildung für den Wechselrichter) mit einer vorgelagerten Hardware bearbeitet, ohne die Flexibilität der Rechnerlösung einzuschränken. Die notwendigen Überwachungsgrößen (Freihaltezeit, Lastspannung usw.) werden für eine interruptorientierte Programmstruktur aufbereitet. Für die Bereitstellung der Erfassungsgrößen, wie Thyristorspannung (für Ermittlung der Freihalte- und Kommutierungszeit), Spitzenwert der Lastspannung, Laststrom usw. ist heute noch gegenüber konventionellen Lösungen ein weitaus höherer Aufwand zu treiben, wenn der Wechselrichter optimal ausgenutzt werden soll. Neben diesen hardwareseitigen Problemen ist der Gestaltung der Software besondere Bedeutung beizumessen. Während die Prozeßsoftware umrichterspezifische und der Prozeßführung dienende Algorithmen realisiert, beinhaltet die Systemsoftware je nach Ausbaustufe Monitorprogramme, Geräteroutinen, Dienstprogramme, Fehlerdiagnose — sowie Test- und Simulationsprogramme. Mit all diesen Problemen sieht sich heute der Leistungselektroniker konfrontiert, denn sowohl die Prozeßanalyse als auch die sich daraus ergebenden Schlußfolgerungen für die Gestaltung der Hard- und Software können nicht nur durch „Zuarbeit" entstehen, wenn am Ende eine technisch-ökonomisch optimale Lösung das Ziel ist.

5. Ausblick

Durch die Nutzung der durch die Mikroelektronik gegebenen Möglichkeiten sind in der Vergangenheit konventionelle Leistungshalbleiter verbessert und neue entwickelt worden. Durch ihren Einsatz in Verbindung mit Einchip- bzw. Mikrorechnern ergeben sich erweiterte Anwendungsmöglichkeiten, die zur Wirkungsgradverbesserung und zur Volumeneinsparung führen. In Zukunft ist zu erwarten, daß auch bei Leistungshalbleitern eine Vereinheitlichung durchgängiger Technologien zur Herstellung verschiedenartiger Halbleiterbauelemente auf einem Chip führen wird, so daß z.B. neben dem Leistungsteil auch die Steuerelektronik mit integriert werden kann. In der Mikroelektronik gibt es dafür erste Beispiele, wie der BiMOS-Prozeß (bipolare und MOS-Bauelemente auf einem Chip) oder die zur nSGT kompatibel entwickelte n-Wannen-CMOS-Technologie. Es wird in Zukunft zu erwarten sein, daß durch die breite Nutzung der in der Mikroelektronik erprobten Technologien für die Leistungsbauelemente es gelingt, auch die volle direkte Mikrocomputerkompatibilität zu erreichen.

Literatur

[1] *Conrad, H.:* Bedeutung der Technologie für den wissenschaftlich-technischen Fortschritt in der Leistungselektronik. ELEKTRIE, Berlin 32 (1978) 1, S. 8–11

[2] *Fischer, F.; Conrad, H.:* Der Leistungstransistor als Bauelement der Energieelektronik. ELEKTRIE, Berlin 33 (1979) 4, S. 186–191; 5, S. 240–244

[3] *Fischer, F.; Conrad, H.:* Leistungs-MOSFETs in der Energieelektronik. ELEKTRIE, Berlin 36 (1982) 3, S. 116–120; 4, S. 184–187; 5, S. 240–244; 7, S. 366 bis 370

[4] *Conrad, H.:* Neue leistungselektronische Bauelemente aus applikativer Sicht. ELEKTRIE, Berlin 37 (1983) 10, S. 515–519

[5] *Wilson, P. S.:* GTO-Thyristoren. Elektronik 32 (1983) 18, S. 115–118

[6] *Pelli, B. R.:* Leistungshalbleiter – ein Überblick. Elektronik 31 (1982) 18, S. 84–88; 19, S. 76–82; 20, S. 71–75

[8] *Lehner, K.; Nicolai, U.; Güldner, H.:* Möglichkeiten der Zusammenschaltung unipolarer und bipolarer Leistungstransistoren (BIMOS). ELEKTRIE, Berlin (in Vorbereitung)

[9] *Güldner, H.; Köhler, H.:* Verwendung eines Einchip-Mikroprozessors in Ansteuergeräten netzgelöschter Stromrichter. ELEKTRIE, Berlin 37 (1983) 2, S. 79–82

[10] *Güldner, H.; Schuhmann, R.; Banasiewicz, St.:* Einsatz von Mikrorechnern und Einchipprozessoren in der Informationseinrichtung und für die optimale Prozeßführung. 4. Symposium Maritime Elektronik der Wilhelm-Pieck-Universität Rostock 1983

EA 5425

Berichtigung

zu ELEKTRIE, Berlin 38 (1984) 2, S. 60

Bild 1.

— statt U_{S2} richtig $\underline{U}_{S2}$
— Winkel an $\underline{U}_{S2}$ statt β_1 richtig β_2
— Zeiger zwischen Winkel β_3 und β_4 muß mit $\underline{U}_{S4}$ bezeichnet werden

Bild 3.

Tafel: statt m_8 richtig m_8

Bild 4.

— Alle senkrechten Abgänge nach einer Frage P sind mit $\overline{P}$ zu bezeichnen.
— 2. Frage richtig P $\{k = 24?\}$
— Faktor nach 4. Frage statt ξ richtig ξ_{Schr}

Die Redaktion

Beitrag zur Ermittlung der maximalen Schaltfrequenz und Verlustleistung in Leistungsschalttransistoren[1)]

B. Hildebrandt, KDT; M. Kunert, KDT; Stahnsdorf

Herrn Prof. (em.) Dr.-Ing. habil. Lappe zum 70. Geburtstag gewidmet.

1. Einleitung

Der Abfallzeit t_f des Kollektorstromes von Leistungsschalttransistoren (LST) wird der größte und manchmal alleinige Einfluß auf die maximale Schaltfrequenz in leistungselektronischen Schaltungen zugeschrieben. Am Beispiel des Pulsstellers wird gezeigt, daß die unmittelbar mit dem LST zusammenwirkenden Bauelemente die maximale Schaltfrequenz mitbestimmen, indem sie die Verlustleistung im LST erhöhen bzw. vermindern. Analoge Überlegungen gelten für Halb- und Vollbrückenschaltungen bzw. Wechselrichter, in denen LST und schnelle Dioden als Schalter eingesetzt sind.
Den folgenden Ausführungen liegen praxisnahe Meßwerte und breit gefächerte Rechenwerte zugrunde, um tendenzielle Abhängigkeiten und praktische Bereiche herauszuarbeiten.

2. Gesamtverlustleistung im Schaltbetrieb

Für die Gesamtverlustleistung P_{tot} des LST gilt die Beziehung

$$P_{tot} = P_{sat\,(AV)} + P_{r\,(AV)} + f\,(W_{on} + W_{off}). \tag{1}$$

Hierbei bedeuten $P_{(satAV)}$ die über die Periode gemittelte Verlustleistung in der Leitphase, $P_{r(AV)}$ das gleiche in der Sperrphase und W_{on} und W_{off} die beim Ein- und Ausschalten auftretenden Energien.
Mit der Frequenz multipliziert ergeben letztere die frequenzproportionalen Leistungsanteile.
Die höchstzulässige Gesamtverlustleistung ergibt sich in bekannter Weise aus

$$P_{tot\,max} = \frac{T_{j\,max} - T_a}{R_{thja}}, \tag{2}$$

wobei $T_{j\,max}$ die höchstzulässige Sperrschichttemperatur, T_a die Umgebungstemperatur und R_{thja} der Gesamtwärmewiderstand zwischen Sperrschicht und Umgebung sind. Die Gleichungen (1) und (2) liefern die maximale Schaltfrequenz des LST

$$f_{max} = \frac{P_{tot\,max} - P_{sat\,(AV)} - P_{r\,(AV)}}{W_{on} + W_{off}}. \tag{3}$$

Bild 1 verdeutlicht die Ausführungen.

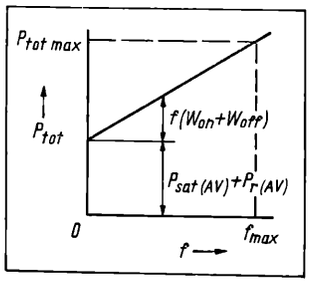


Bild 1. Frequenzabhängigkeit der Gesamtverlustleistung des LST

In den leistungselektronischen Grundschaltungen ergeben sich beträchtliche Unterschiede der Einschalt- und Ausschaltenergien im LST. Der als Beispiel gewählte Pulssteller gehört zu den Schaltungen,

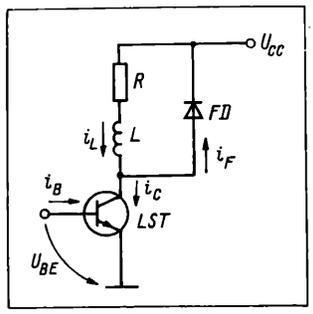


Bild 2. Prinzipschaltung des Pulsstellers, *FD* Freilaufdiode

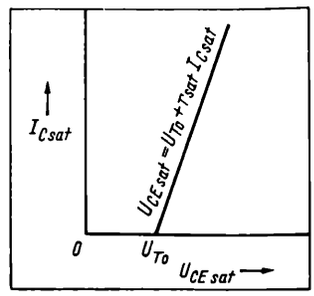


Bild 4. Lineare Näherung für die Sättigungskennlinie des LST

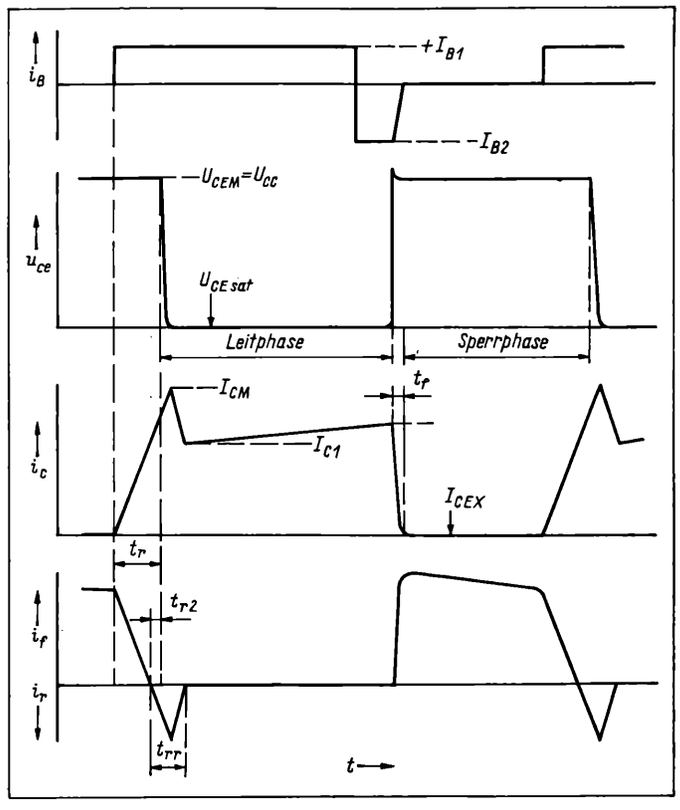


Bild 3. Prinzipielle Verläufe von Strömen und Spannungen im Pulssteller nach Bild 2

in denen der LST sehr hohen elektrischen und damit auch thermischen Belastungen ausgesetzt sein kann.
An ihm soll das Zusammenspiel von LST, Induktivität und Freilaufdiode in Hinblick auf die maximale Schaltfrequenz erläutert werden. Das Funktionsprinzip des Pulsstellers wird dabei als bekannt vorausgesetzt.

3. Verlustleistungsanteile in den einzelnen Arbeitsphasen

Im Pulssteller ohne Schaltentlastungsnetzwerk (Bild 2) ist der LST mit Strömen und Spannungen belastet, deren prinzipielle Verläufe im Bild 3 dargestellt sind.
Die Näherungsgleichungen für die Verlustleistungsanteile in den einzelnen Arbeitsphasen sind einfach ableitbar, so daß im folgenden nur das Ergebnis angeführt wird.

3.1. Leit- und Sperrphase

Bei Annahme einer linearen Sättigungskennlinie (Bild 4) beträgt der Verlustleistungsanteil in der Leitphase bei trapezförmigem Kollektorstrom (siehe Bild 3)

$$P_{sat\,(AV)} \approx v_T \left[\frac{1}{3} r_{sat}\,(I_{C1}^2 + I_{C1} I_{C2} + I_{C2}^2) + \frac{1}{2} U_{TO}\,(I_{C1} + I_{C2}) + U_{BEsat} I_B\right] \tag{4}$$

Dr.-Ing. *Bodo Hildebrandt* ist Entwicklungsingenieur, Dipl.Ing. *Max Kunert* ist Abteilungsleiter im VEB Gleichrichterwerk Stahnsdorf, Abteilung Kenndaten und Applikation.

[1)] Vortrag zur 10. Wissenschaftlichen Konferenz der Sektion Elektrotechnik der TU Dresden vom 10. bis 12. 7. 1984

und bei rechteckförmigem Kollektorstrom ($I_{C1} \approx I_{C2} = I_C$, ein in der Praxis häufig auftretender Fall)

$$P_{sat\,(AV)} \approx v_T\,(r_{sat}\,I_C^2 + U_{TO}\,I_C + U_{BEsat}\,I_B). \tag{5}$$

Die Näherungen vernachlässigen den Blindleistungsanteil bei der Ausräumung der Basis während der Speicherzeit und steilen Anstieg von U_{CEsat} beim Durchlaufen der Quasisättigung unmittelbar vor dem Abfallen des Kollektorstromes.

Der Verlustleistungsanteil in der Sperrphase

$$P_{r\,(AV)} \approx (1 - v_T)\,U_{CC}\,I_{CEX} \tag{6}$$

ist stark temperaturabhängig, da der Kollektor-Emitter-Reststrom I_{CEX} etwa exponentiell mit der Sperrschichttemperatur ansteigt.

3.2. Ein- und Ausschaltphase

Schaltet man den LST im Pulssteller ein, wenn $i_L = i_F > 0$ ist (siehe Bild 2), bewirken die in der Freilaufdiode gespeicherten Ladungsträger, daß erst nach Ablauf des Zeitintervalls t_r (siehe Bild 3) die Diode Sperrspannung übernimmt und folglich u_{CE} absinkt. Vorher ist die Diode in Durchlaßrichtung gepolt, wodurch der Kollektor des LST an der Betriebsspannung U_{CC} liegt. Bei Einspeisung des sprungförmigen Basisstroms steigt I_C innerhalb von t_r mit etwa konstanter Anstiegsgeschwindigkeit S_I an.

Durch die Flankensteilheit und die Amplitude des Basisstroms kann S_I in einem weiten Bereich (z. B. $1 \cdots 50$ A/µs) verändert werden.

Unter den genannten Voraussetzungen beträgt die Einschaltenergie

$$W_{on} = \frac{1}{2}\left(\frac{I_{C1}}{S_I} + t_{r2}\right) U_{CC}\,(I_{C1} + S_I\,t_{r2}), \tag{7}$$

wobei t_{r2} denjenigen Teil der Sperrerholungszeit t_{rr} der Freilaufdiode bezeichnet, in dem die Diode noch keine Sperrspannung übernimmt (siehe Bild 3).

Beim Ausschalten des LST steigt u_{CE} infolge der in L induzierten Spannung etwa sprungförmig auf U_{CC}, wenn i_C zu fallen beginnt. Bei Annahme eines idealen Spannungssprungs auf U_{CC} und eines exponentiellen Abfalls von i_C während der Abfallzeit t_f ergibt sich für die Ausschaltenergie

$$W_{off} \approx \frac{t_f}{ln\,10}\,U_{CC}\,I_{C2}. \tag{8}$$

Das Überschwingen von u_{CE} über U_{CC} hinaus (einige 10 V), bedingt durch parasitäre Induktivitäten und die Durchlaßerholungszeit der Freilaufdiode, bleiben in der Gleichung (8) unberücksichtigt.

In den Verlustanteilen Gln. (7) und (8) ist die Temperaturabhängigkeit von t_{r2} und t_f zu beachten.

4. Beispiel numerischer Auswertung

An einigen für den Schaltungsentwickler aussagekräftigen Beispielen soll der tendenzielle Einfluß der Größen S_I, t_{r2} und t_f auf die maximale Schaltfrequenz f_{max} demonstriert werden.

Dazu sollen folgende Annahmen gelten

P_{totmax}	= 10 W		I_C = 4 A
U_{CC}	= 500 V	(für SU 169 nur bei	(rechteckförmig)
		richtig dimensionierter	I_B = 1 A
		Ausschaltentlastung	U_{CEsat} = 1,5 V
		zulässig)	U_{BEsat} = 1 V
			I_{CEX} = 100 µA
			v_T = 0,5.

Bild 5 zeigt, mit welcher maximalen Schaltfrequenz ein Transistorschalter bei einer Stromsteilheit $S_I = 20$ A/µs (wird beim SU 169 mit $I_{B1} \approx 3$ A erreicht) betrieben werden kann, wenn die Abfallzeit des LST von 10 ns bis 10 µs verändert wird und die Freilaufdiode unterschiedliche Sperrerholungszeiten aufweist. Dabei wird der Anteil t_{r2} der Sperrerholungszeit als Parameter genutzt und von 0 bis 1 µs variiert.

In der Kurvenschar können zwei Bereiche unterschieden werden:

1. Bei $t_f \leqq 100$ ns ist f_{max} nahezu unabhängig von t_f.
   Es überwiegen die Verluste in der Einschaltphase (Gl. (7)), in die sowohl S_I als auch t_{r2} eingehen. Auch mit einer ideal abschaltenden Freilaufdiode bleibt $f_{max} < 40$ kHz.
2. Bei $t_f > 1$ µs gilt die Näherung $f_{max} \sim 1/t_f$. Es überwiegen die Verluste in der Abschaltphase (Gl. (8)).

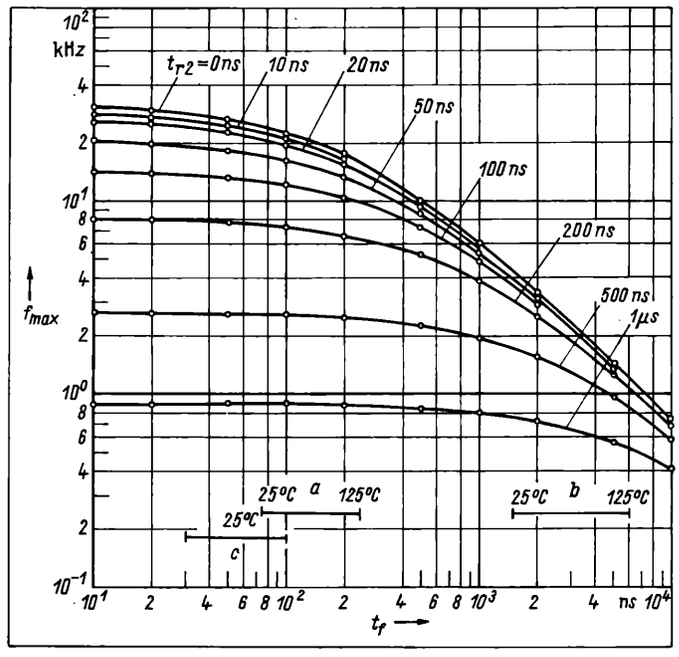


Bild 5. Abhängigkeit der maximalen Schaltfrequenz f_{max} eines Transistorschalters mit Freilaufdiode von der Abfallzeit t_f unter den im Text genannten Voraussetzungen
a) t_f-Bereich des SU 169 bei seiner optimalen Ansteuerung
b) t_f-Bereich des SU 169 bei $I_{B2} = 0$
c) t_f-Bereich hochsperrender Leistungs-MOSFET's (Kenndatenangaben)

Im Bild 6 ist die Abhängigkeit der maximalen Schaltfrequenz von der Stromsteilheit im Bereich von 1 bis 100 A/µs bei $t_f = 200$ ns dargestellt. Als Parameter dient wieder t_{r2}. Hierbei ist berücksichtigt, daß die Sperrerholungszeit t_{rr} der Freilaufdiode von S_I nach der empirischen Beziehung

$$t_{rr} = t_{rrO}\left(\frac{S_{IO}}{S_I}\right)^n \tag{9}$$

mit $n = 0{,}2 \cdots 0{,}35$ abhängt und diese Abhängigkeit auch für t_{r2} gilt.

Das in Gleichung (7) bei Variation von S_I enthaltene Minimum von W_{on} verursacht nach Gleichung (3) bei sonst konstanten Werten ein Maximum von f_{max}, das im Bild 6 in den Kurven für großes t_{r2} deutlich ausgeprägt ist, während es bei kleinem t_{r2} jenseits von 100 A/µs liegt.

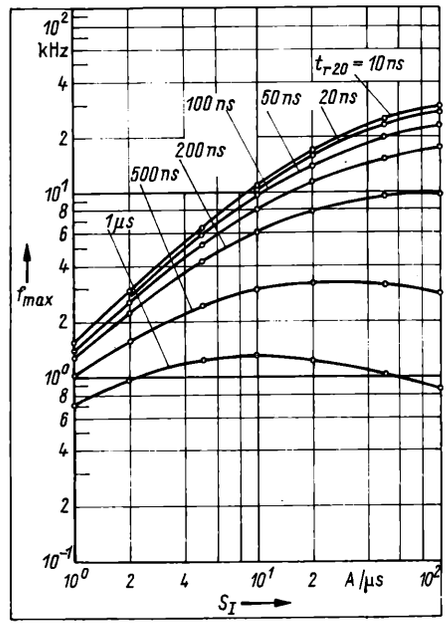


Bild 6. Abhängigkeit der maximalen Schaltfrequenz f_{max} des Transistorschalters von der Stromsteilheit S_I beim Einschalten des LST. Parameter t_{r2} bei $S_{IO} = 10A/\mu s$, $n = 0{,}3$ (Voraussetzungen siehe Text)

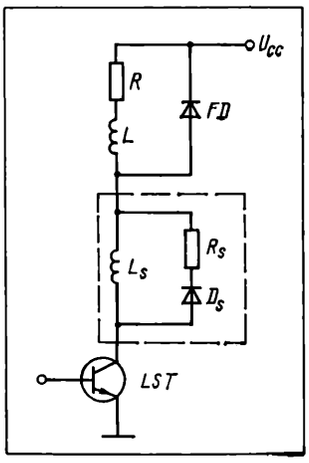


Bild 7. Prinzipschaltung des Pulsstellers mit Netzwerk zur Einschaltentlastung L_S Serieninduktivität, D_S Freilaufdiode, R_S Widerstand

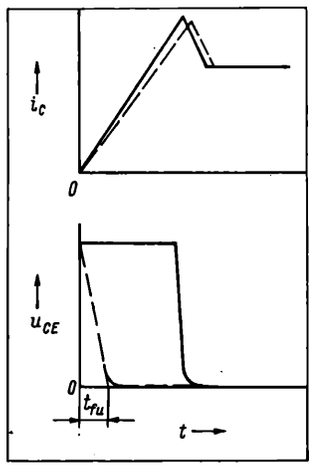


Bild 8. Prinzipieller Verlauf von i_C und u_{CE} beim Einschalten des LST
——— ohne Serieninduktivität
····· mit Serieninduktivität

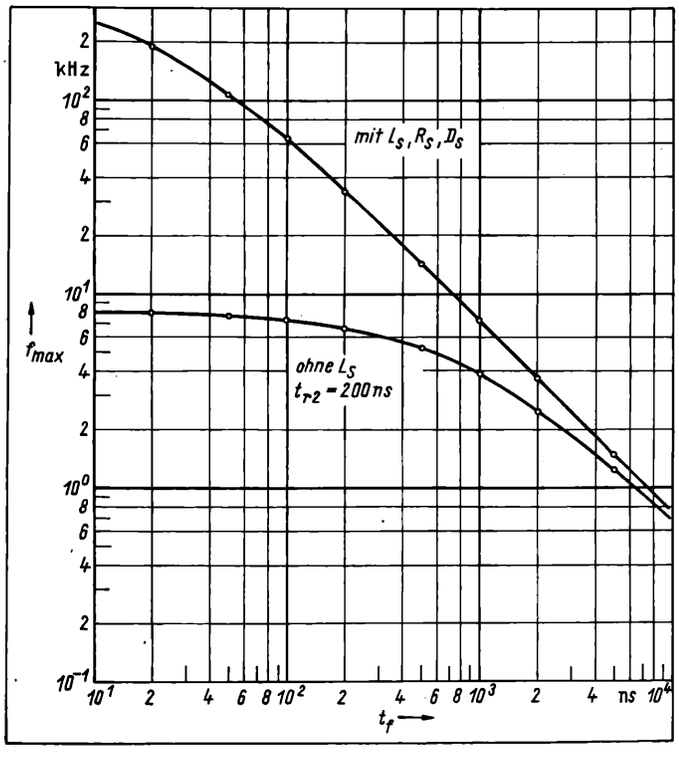
5. Auswirkung einer Einschaltentlastung

Die im LST in Wärme umgesetzte Schaltverlustleistung $f(W_{on} + W_{off})$ kann durch Entlastungsnetzwerke erheblich reduziert werden, indem ein Teil der Leistung einem ohmschen Widerstand zugeführt oder in eine Energiequelle zurückgespeist wird. Eine umfangreiche Beschreibung solcher Netzwerke findet sich in [1] und [2].

Zur Reduzierung der Einschaltverluste wird häufig eine Serieninduktivität mit Freilaufdiode und ohmschem Widerstand gemäß Bild 7 verwendet.

Im Bild 8 ist dargestellt, wie sich beim Einschalten des LST die i_C- und u_{CE}-Verläufe infolge der Serieninduktivität L_S verändern, wenn diese so dimensioniert ist, daß im Zeitintervall t_r an ihr nahezu die gesamte Betriebsspannung U_{CC} abfällt. Entscheidend ist das Absinken von u_{CE} innerhalb der Zeit t_{fu} bei Beginn des Anstiegs von i_C. Die geringfügige Verminderung der Stromsteilheit S_I ist von untergeordneter Bedeutung.

Bild 9. Auswirkung der Einschaltentlastung nach Bild 7 auf die maximale Schaltfrequenz f_{max} (Voraussetzungen siehe Text, vgl. Bild 6)



Nimmt man in brauchbarer Näherung an, daß u_{CE} im Zeitintervall t_{fu} linear abfällt, d.h.

$$u_{CE}(t) = U_{CC}\left(1 - \frac{t}{t_{fu}}\right), \tag{10}$$

dann ergibt sich bei linear mit S_I ansteigendem I_C für die Einschaltenergie im LST

$$W_{on}^* \approx \frac{1}{6} S_I U_{CC} t_{fu}^2. \tag{11}$$

Zum besseren Vergleich mit der Einschaltenergie ohne Entlastungsnetzwerk wird Gl. (7) umgeformt in

$$W_{on} = \frac{1}{2} t_r U_{CC} I_{CM} = \frac{1}{2} S_I U_{CC} t_r^2. \tag{12}$$

Aus

$$\frac{W_{on}^*}{W_{on}} = \frac{1}{3}\left(\frac{t_{fu}}{t_r}\right)^2 \tag{13}$$

ist offensichtlich, daß die Einschaltenergie erheblich reduziert werden kann, da praktische Werte von $t_{fu}/t_r < 0{,}5$ erreichbar sind.

Zur Demonstration der Auswirkung der Einschaltentlastung auf die maximale Schaltfrequenz sind im Bild 9 unter den Annahmen des Abschnitts 3 bei Verwendung einer Freilaufdiode FD mit $t_{r2} = 200$ ns (z.B. SY 185 bei S_I 20 A/µs) und eines LST mit $t_{fu} = 100$ ns (z.B. SU 169) die Verläufe $f_{max} = f(t_f)$ ohne und mit Einschaltentlastung dargestellt.

Beim praktisch interessanten Wert $t_f = 200$ ns ergibt sich eine nahezu 5fache maximale Schaltfrequenz! Die tatsächlich erreichbaren Werte dürften allerdings etwas niedriger liegen, weil beim Anstieg des Kollektorstroms auf I_{CM} nach Ablauf der Zeit t_{fu} die Spannung $u_{CE} > U_{CEsat}$ sein kann.

6. Schlußbemerkung

Die Berechnungen zum Zusammenwirken von Leistungsschalttransistor und Freilaufdiode am Beispiel des Pulsstellers hatten das Ziel, dem Schaltungsentwickler tendenzielle Abhängigkeiten zwischen ausgewählten Transistor- und Diodeneigenschaften und Eigen schaften der Schaltung vor Augen zu führen. Dabei stand bei einer Vielzahl von Einflußgrößen das Schaltverhalten mit den Größen t_f, t_{r2} und S_I und die Gesamtverlustleistung $P_{tot\,max}$ zur Abschätzung der maximalen Schaltfrequenz im Vordergrund.

Mit den vorgelegten Berechnungen ist der angesprochene Problemkreis bei weitem nicht erschöpfend behandelt, es wird jedoch ein Anstoß zu weitergehenden Betrachtungen gegeben.

Literatur

[1] Handbuch Schalttransistoren. Thomson-CSF
[2] *Boehringer, A.; Knöll, H.:* Transistorschalter im Bereich hoher Leistungen und Frequenzen. etz 100 (1979) 13, S. 664 – 670

EA 5424

Einführung in die Beschreibung leistungselektronischer Schaltungen und Geräte mittels Zustandsgraphen

M. Kronberg, KDT, Karl-Marx-Stadt

Meinem verehrten Lehrer und Freund, Prof. (em.) Dr.-Ing. habil. *Lappe*, zum 70. Geburtstag gewidmet

1. Elemente und Regeln zur Beschreibung mittels Graphen

Die Arbeitsweise einer leistungselektronischen Schaltung besteht in der zyklisch-periodischen Folge von Leit- und Sperrintervallen der Ventile. Der jeweilige Zustand des Stromrichters ist durch den momentanen Schaltzustand der Gesamtheit aller Ventile bestimmt. Bei dieser Betrachtung werden die Ventile als Schalter aufgefaßt, deren Schaltvorgänge so schnell ablaufen, daß man die physikalisch bedingten Übergangszustände vernachlässigen kann.
Ein Schalter besitzt dann nur zwei Zustände:
— den Zustand „EIN" (Leitzustand) und
— den Zustand „AUS" (Sperrzustand).

Der Übergang vom Zustand „AUS" zum Zustand „EIN" bezeichnet man in der Leistungselektronik als das Zünden, den entgegengesetzten Vorgang als Löschen. Diese Beschreibung des Schalters wird durch den Graphen im Bild 1a gegeben. Für einen Thyristor gilt der Graph im Bild 1b. Hier gibt es die Zustände (Betriebsfälle)
— „LEITEN"
— „SPERREN"
— „BLOCKIEREN"

mit den Übergängen Zünden und Löschen. Die Übergänge vom Sperr- zum Blockierzustand bzw. umgekehrt sind nicht mit besonderen Namen belegt, sie folgen aus dem Wechsel der Polarität der anliegenden Anoden-Katodenspannung.
Bei dieser schematischen Darstellung wird der Graph aus drei Elementen aufgebaut:
— dem Knoten, der Zustände angibt,
— dem Ereignis, das den Übergang zum Folgezustand vermittelt und
— dem Pfeil, der die Bewegungsrichtung vom Knoten des vorhergehenden Zustandes zum Ereignis bzw. von diesem zum nachfolgenden Knoten angibt (siehe Tafel 2 auf der 3. US.).

Zum Gebrauch des Graphen sind nun noch einige Regeln zu vereinbaren (Tafel 1 auf der 3. US).
Die verwendeten Elemente und Regeln zur Beschreibung mittels Graphen sind den Petrinetzen entlehnt [1] [2] [3] und in Tafel 2 (siehe 3. US) zusammengestellt. Die Wahl dieser Form der Graphen ist in einigen Vorteilen begründet. So wird z.B. der kausale Zusammenhang zwischen Ursache und Wirkung deutlich wiedergegeben und damit die Anschaulichkeit gewährleistet. Ein weiterer Vorteil ist die einfache und übersichtliche Darstellung gleichzeitig und asynchron ablaufender Vorgänge. Dies gestattet im weiteren eine komplexe Stromrichteranlage durch eine Menge von Teilgraphen umfassend zu beschreiben, ohne daß das Verständnis und die Übersichtlichkeit durch die quantitativen Details der Verläufe der Zustandsgrößen, wie Ströme und Spannungen im Leistungsteil oder der Steuer- und Reglersignale, belastet werden. Einige weitere Interpretationen und Vereinbarungen zur Graphendarstellung (Tafel 4), sind diesem Anliegen dienlich (siehe Tafeln 3 und 4 auf der 3. US.)

2. Demonstrationsbeispiel

2.1. Schaltung, Zeitdiagramm, Graphendarstellung

Die Anwendung der Zustandsgraphen zur Beschreibung eines Stromrichters soll am einfachen Beispiel des Einpulsgleichrichters demonstriert werden. Die Bilder 2a und 2b zeigen zunächst die Schaltung des Einpulsgleichrichters und das zugehörige Zeitdiagramm der Zustandsgrößen. Die Graphendarstellung im Bild 2c besteht aus den Teilgraphen des Leistungsteils und des Ansteuergerätes. Wenn auch der Graph als ingenieurtechnisches Beschreibungsmittel keiner verbalen Interpretation bedarf, soll er zur Einführung anhand der Zeitfunktionen erläutert werden.

2.2. Erläuterung anhand der Zeitfunktionen

Die Anfangsmarkierung entspricht dem Zeitpunkt ϑ_0, in dem die Netzspannung positiv wird. Dieser Zeitpunkt entspricht dem Ereignis $u_{AK} \geqq 0$, das den Übergang vom Sperr- zum Blockierzustand vermittelt; er ist zugleich der frühestmögliche Zündzeitpunkt. Deshalb ist es notwendig, daß dieses Ereignis im zu steuernden Leistungsteil den Zustand „Synchronpulsbildung" im Ansteuerteil aktiviert. Dies führt zum Ereignis „synchronisieren", wodurch der Verzögerer gestartet wird. (Hierbei wurde vorausgesetzt, daß der Zustand „Warten" mit einer Marke belegt ist.) Das Ansteuergerät verbleibt im Zustand „Verzögern", bis der abgelaufene Winkel ϑ dem vorgegebenen Zündwinkel α gleicht und damit das Ereignis „Ende der Verzögerung" eintritt. Das Ansteuergerät geht nun in den Wartezustand über, und außerdem wird der Knoten „Zündpulsausgabe" aktiviert, der schließlich das Ereignis „Zündung" und in dessen Folge den Leitzustand des Thyristors herbeiführt. Im weiteren hat das Ansteuergerät keinen Einfluß mehr auf das Leistungsteil. Das Ereignis „Löschen" und der Übergang zum Sperrzustand werden vom Wert der Zustandsgröße Thyristorstrom $i_A = 0$ bedingt. Entsprechend der periodischen Arbeitsweise des Stromrichters erfolgt der hier beschriebene Durchlauf des Zustandsgraphen ebenfalls periodisch.

3. Vorteile und Nutzungsmöglichkeiten der Zustandsgraphen in der Leistungselektronik

Das erläuterte Beispiel läßt folgende Eigenschaften, Vorteile und Nutzungsmöglichkeiten der Zustandsgraphen in der Anwendung auf leistungselektronische Aufgabenstellungen erkennen:
— Die den Petrinetzen entlehnten Beschreibungsmethoden zeichnen sich aus durch
  • die übersichtliche Wiedergabe der Ursache-Wirkungs-Beziehung,
  • die Darstellbarkeit nebenläufiger (d.h. unabhängig und gleichzeitig ablaufender) Prozesse und
  • die leicht handhabbaren ingenieurtechnischen Schemata.
— Die Zustandsgraphen sind gleichermaßen zur Beschreibung des zu steuernden Prozesses (Leistungsteil) wie auch der steuernden Einrichtung (Ansteuergerät) geeignet.
  Dies gestattet:
  • die einheitliche Beschreibung von Leistungs- und Informationsteil,
  • die Herleitung der notwendigen Eigenschaften und Zielsetzungen des Ansteuergerätes aus dem zu steuernden Leistungsteil,
  • die eindeutige Formulierung der notwendig zu erfassenden Zustandsgrößen und Zustände des Leistungsteiles als Eingangsgrößen des Steuerteiles sowie der erforderlichen Steuersignale als Ausgangsgrößen des Ansteuergerätes.

Diese Vorteile empfehlen die Anwendung der Zustandsgraphen zur formalisierten Beschreibung der notwendigen Eigenschaften eines Ansteuergerätes auf der Grundlage einer gleichartig formalisierten Analyse des Stromrichters als zu steuernder Prozeß. Der Zustandsgraph beschreibt dabei das Ansteuergerät
— ohne die heute oft noch üblichen verbalen Ausführungen

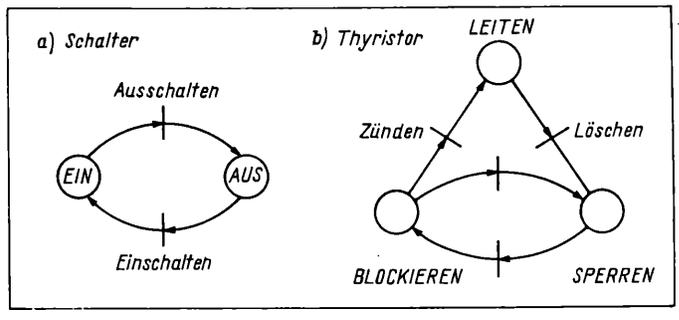


Bild 1. Schematische Darstellung der Betriebszustände leistungselektronischer Bauelemente und deren mögliche Aufeinanderfolge mittels Graphen

Prof. Dr. sc. techn. *Manfred Kronberg* ist Direktor der Sektion Automatisierungstechnik an der Technischen Hochschule Karl-Marx-Stadt.

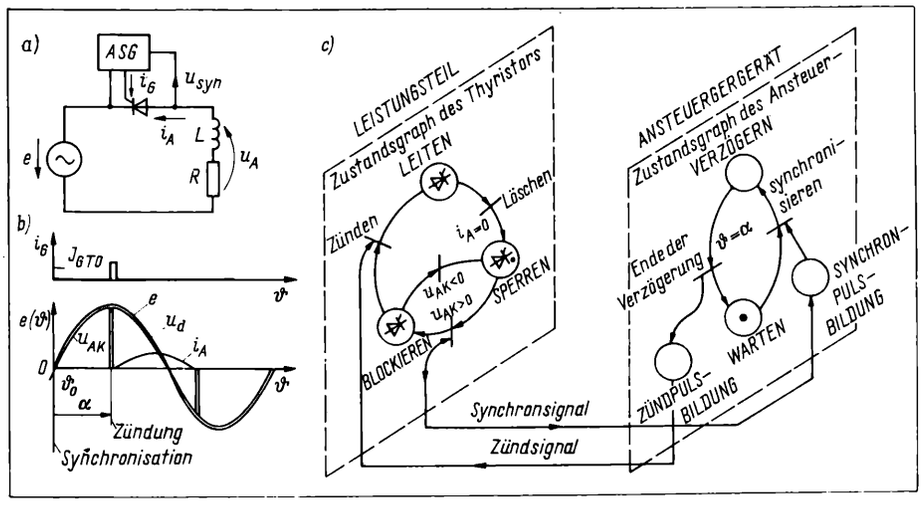


Bild 2. Zustandsgraph des Einpulsgleichrichters und des zugehörigen Ansteuergerätes

a) Schaltung des Einpulsgleichrichters
b) Zeitdiagramme der Ströme und Spannungen (Zustandsgrößen)
c) Zustandsgraph bestehend aus den Teilgraphen des Leistungsanteils und der Ansteuereinrichtung

— invariant zur späteren gerätetechnischen Ausführung, gleichgültig ob die Signaldarstellung analog oder digital sein wird, welche Bauelemente zum Einsatz kommen, ob eine festverdrahtete oder speicherprogrammierbare Lösung gewählt wird.

Damit ist der Zustandsgraph das Ergebnis des schöpferischen Entwurfsprozesses eines Ansteuergerätes, welches unabhängig von der raschen Entwicklung der Hard- und Software bleibende Gültigkeit hat. Diese Methodik überwindet das noch verbreitete intuitive Entwerfen, bei dem die Formulierung der zu lösenden Aufgabe von vornherein unter dem Aspekt der verfügbaren Bauelemente erfolgt.
Ein weiterer Vorteil besteht in der leichten Simulationsfähigkeit und damit Prüfbarkeit des Ansteueralgorithmus auf dem Rechner.
Der Zustandsgraph ist das geeignete Kommunikationsmittel in der interdisziplinären Zusammenarbeit des Leistungselektronikers mit beispielsweise dem Spezialisten für den Entwurf mikroelektronischer Schaltungen oder der Software. Der Zustandsgraph ist eine Voraussetzung, um die entstehenden Hilfsmittel zum rechnergestützten Entwurf von Hard- und Softwarekomponenten der Steuerungen auch für die Leistungselektronik zu nutzen.
Ein weiteres Einsatzgebiet des Zustandsgraphen in der Leistungselektronik ist die Simulation und der rechnergestützte Entwurf von Stromrichterschaltungen und Geräten. Die zustandsorientierte Prozeßbeschreibung durch den Graphen erweist sich hierbei als eine geeignete, anschauliche Sprache für den Dialog zwischen Mensch und Rechner. Der Zustandsgraph enthält eindeutig alle qualitativen Aussagen, um die Arbeitsweise des Stromrichters im stationären, nichtstationären und fehlerbehafteten Betrieb zu simulieren und um die quantitativen Werte der Zustandsgrößen mittels des Rechners durch selbsttätiges Erkennen der zustandsabhängigen Topologie, Aufstellung des Differentialgleichungssystems der Zustandsgrößen und deren Berechnung durch Integration unter Beachtung der Anfangswerte zu berechnen. Die Effektivität dieser Rechnerprogramme und die Minimierung des Speicheraufwandes werden durch die Variationsmöglichkeit des Abstraktionsgrades der Zustandsgraphen gefördert. So kann ein Zustand (Knoten) den komplexen Stromrichter als im Gleichrichter- oder Wechselrichterbetrieb befindlich deklarieren, aber auch einen (gegebenenfalls diskretisierten) Zwischenzustand eines Ventils beim Schaltvorgang kennzeichnen.
Neben den genannten prinzipiellen Anwendungsmöglichkeiten des Zustandsgraphen sei darauf hingewiesen, daß er auch in der Lehre des Fachgebietes Leistungselektronik im Rahmen der Ingenieurausbildung zur besseren Verständlichkeit und Klarheit beiträgt, zumal der Zustandsgraph in der Regel aus anderen Fachgebieten vertraut ist. Der vorliegende Aufsatz soll deshalb die Anregung vermitteln, sich dieser Hilfsmittel zu bedienen.

4. Zusammenfassung

Zustandsgraphen haben als formalisierte Beschreibungsmittel für Prozesse und deren Steuereinrichtungen breite Anwendung gefunden. Die diskrete Arbeitsweise leistungselektronischer Schaltungen und ihrer Ansteuergeräte ist die Grundlage für die Anwendbarkeit dieser Beschreibungsmittel in der Leistungselektronik.
Petrinetze sind eine Form der Zustandsgraphen, deren Vorteile ihre Anwendung besonders empfiehlt. Der Aufsatz gibt eine elementare Einführung in die benötigten formalen Regeln und zeigt an einem Beispiel die Anwendung. Es werden die Vorteile und der Nutzen aufgeführt, den die Anwendung der Zustandsgraphen in der Leistungselektronik erbringen kann.

Literatur

[1] *Meyer, G.; Fensch, S.:* Steuerung und Modellierung diskreter technischer Prozesse – Eine Anwendung der Netztheorie –. Technische Hochschule Karl-Marx-Stadt, Sektion Automatisierungstechnik. 14. Herbstkurs „Technische Kybernetik" vom 28. 11. bis 2. 12. 1983
[2] *Starke, P. H.:* Petri-Netze. Berlin: VEB Deutscher Verlag der Wissenschaften 1980
[3] *Döring, G.; Hummitzsch, P.; Quäck, L.; Gulbins, M.; König, R.:* Vorläufige Projektierungsrichtlinie für das System Corex zum systematischen Entwurf und zur Realisierung verbindungsprogrammierter digitaler Steuerungen auf der Basis des Kartenbaugruppensystems ursalog 4000. Akademie der Wissenschaften der DDR. Zentralinstitut für Kybernetik und Informationsprozesse, Bereich Schaltsysteme, Dresden, 30. 6. 1980 EA 5423

Demnächst erscheint im VEB Verlag Technik

Physikalische Modellierung elektromagnetischer Felder und Prozesse in elektrischen Maschinen

Von *A. E. Ivanov-Smolenskij* und *J. Meye*. Berlin: VEB Verlag Technik, 1. Auflage 1984. 160 Seiten, 64 Bilder, 11 Tafeln. Broschur 20,— Mark.
Bestell-Nr. 553211 5
Die physikalische Modellierung elektromagnetischer Erscheinungen in elektrischen Maschinen stellt ein Hilfsmittel dar, um aus Meßergebnissen an Modellen oder an Typenvertretern einer Baureihe auf die entsprechenden Vorgänge und Zusammenhänge in ähnlichen Anordnungen quantitativ zu schließen. Die Monografie hat das Ziel, für diese Methodik die theoretischen Grundlagen zu bieten und ihre Anwendung am Beispiel zu demonstrieren. Die Bedeutung der Methodik liegt unter dem Aspekt der elektronischen Rechentechnik darin, daß Nichtlinearität, Anisotropie und Hysteresserscheinungen der Werkstoffe von vornherein Berücksichtigung finden und keine besonderen Anstrengungen zur Untersuchung dreidimensionaler Vorgänge erforderlich sind. Diese Aufgaben gewinnen gegenwärtig auf Grund der steigenden Einheitsleistung elektrischer Maschinen und der an sie gestellten Anforderungen hinsichtlich der Betriebssicherheit ständig an Bedeutung.
Im ersten Abschnitt wird eine allgemeine Beschreibung des elektromagnetischen Feldes in rotierenden elektrischen Maschinen geboten, die auf viele, im allgemeinen von vornherein gewohnheitsmäßig vorausgesetzte Vereinfachungen verzichtet. Die Darlegungen eröffnen damit einen neuen Blick für die elektromagnetischen Erscheinungen.
Im zweiten Abschnitt werden die spezifischen Aussagen der Ähnlichkeitstheorie geboten, während im dritten Abschnitt praktische Fragen der Modellbildung und Anwendungsbeispiele erläutert werden. Die dargelegten Methoden sind auch auf andere Arten elektromagnetischer Geräte übertragbar. Die Redaktion

Modellierung symmetrischer und unsymmetrischer Fehler im Elektroenergiesystem mit Hilfe von Schnittmengen-Inzidenzmatrizen[1)]

I. Erlich, KDT; N. Kunzmann, KDT; Dresden

Verwendete Formelzeichen

Y	Admittanzmatrix des fehlerfreien Netzes
Y'	Admittanzmatrix des Netzes mit eingerechneten Fehlerbedingungen
F	Transformationsmatrix
i, u	Vektoren der Knotenpunktströme bzw. -spannungen
H, H_M	Schnittmengeninzidenzmatrizen
V, V_R	Phasentauschermatrizen
E	Einheitsmatrix

Indizes

G	Generator
F	Fehler
L	Last

1. Zielstellung

Während bei der manuellen Berechnung von unsymmetrischen Fehlern nach den bekannten Vorschriften für die Zusammenschaltung der symmetrischen Komponentennetze vorgegangen werden kann, mangelt es an einem geeigneten Verfahren der Fehlernachbildung für die maschinelle Berechnung mit Hilfe eines Digitalrechners. Eine einfache Übertragung des manuellen Verfahrens in ein Rechenprogramm scheitert an der Unübersichtlichkeit der Algorithmen, insbesondere für Mehrfachfehler. Die Methode der Fehlermatrizen [1] [2] erlaubt zwar auf sehr anschauliche Weise die Modellierung beliebiger Fehler, ihr haftet jedoch der Nachteil an, daß die Kondition der Admittanzmatrix, bedingt durch die eingebauten sehr großen Zusatzadmittanzen, beträchtlich verschlechtert werden kann. Die Folge sind Rundungsfehler mit unkontrollierbaren Auswirkungen auf das Berechnungsergebnis. Diese negativen Nebenerscheinungen der Fehlermatrizen wurden auch in [3] erkannt, und es ist gleichzeitig darauf hingewiesen worden, daß die Gaußsche Elimination mit dem Grenzübergang der erwähnten großen Admittanzen gegen unendlich in Spalten- und Zeilenadditionen (bzw. -subtraktionen) übergeht, die auch direkt von den Fehlerbedingungen abgelesen werden können. Bei Fehlern, die unsymmetrisch zum Bezugsleiter liegen, kommen lediglich noch Multiplikationen mit den Versoren a und a^2 hinzu. Mathematisch kann dann die Fehlernachbildung in der Form einer Pseudokongruenztransformation $\underline{Y}' = \underline{F}\,\underline{Y}\,\underline{F}^{T*}$ geschrieben werden.

Das Ziel dieser Arbeit ist es, zu zeigen, wie die Transformationsmatrix $\underline{F}$ mit Hilfe von Graphen und der Theorie der Schnittmengen gefunden werden kann. Dabei ist der Umweg über die a, b, c-Koordinaten, wie es in [3] beschrieben wird, nicht mehr erforderlich. Dies bedeutet den Wegfall der bei großen Systemdimensionen aufwendigen Koordinatentransformationen. Neue Gesichtspunkte der Fehlernachbildung tauchen bei der Berechnung von Ausgleichsvorgängen, d.h. bei der Ermittlung von Zeitverläufen auf. Dabei müssen im allgemeinen mehrere Fehlerzustände modelliert werden, die zusammen eine Fehlerfolge ergeben. Unter den Fehlerzuständen sind die mit unsymmetrischen Fehlern meistens nur von kurzer Dauer. Eine dreipolige Nachbildung (012 — Komponenten) ist demzufolge nicht für den gesamten Untersuchungszeitbereich erforderlich (zyklische Symmetrie vorausgesetzt). Auch bei bestimmten Fehlern, wie beim zweipoligen Kurzschluß ohne Erdberührung, kann das gesamte Nullsystem entfallen. Es ist zwar möglich, die nicht benötigten Komponentennetze mit durchzurechnen, der beträchtliche, zusätzliche Rechenaufwand ist jedoch nicht gerechtfertigt. Im Nullsystem kann das Netz durch Transformatoren in entkoppelte Teilnetze aufgetrennt werden. Von diesen brauchen auch nur die berücksichtigt zu werden, in denen ein Fehler modelliert werden soll. Einige Knotenpunkte, z. B. die von den Generatorklemmen (beim in Dreieck — Stern geschalteten Blocktransformator und nicht geerdeten Generatorsternpunkt), entfallen vollkommen. Das im folgenden beschriebene Verfahren gestattet, die Komponentennetze von den konkreten Fehlern eines Fehlerzustandes „gesteuert" auszuwählen. Auch die im Nullsystem isolierten Knotenpunkte bzw. entkoppelten Teilnetze können weggelassen werden. Dabei wird vorausgesetzt, daß die Admittanzmatrix des ursprünglichen, fehlerfreien Netzes bis zum Ende der Berechnung z. B. auf externen Speichern greifbar ist.

Für eine dreipolige Beschreibung des Netzes nach dem Knotenpunktverfahren mit den symmetrischen Komponenten ist es zweckmäßig, die Grundgleichung des Verfahrens in folgender Form zu programmieren:

$$\begin{bmatrix} \underline{i}_0 \\ \underline{i}_1 \\ \underline{i}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{Y}_0 & 0 & 0 \\ 0 & \underline{Y}_1 & 0 \\ 0 & 0 & \underline{Y}_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{u}_0 \\ \underline{u}_1 \\ \underline{u}_2 \end{bmatrix}. \tag{1}$$

Wegen der einfacheren Schreibweise wird die Kennzeichnung des Bezugsleiters a in dieser Arbeit grundsätzlich weggelassen. Die Admittanzmatrix in Gleichung (1) hat eine Blockdiagonalform. Die Teilmatrizen $\underline{Y}_0$, $\underline{Y}_1$ und $\underline{Y}_2$ beschreiben die Null-, Mit- und Gegenkomponentenetze. Die Ordnung der Matrix ist $3n$, falls das Netz (ohne Bezugspunkt) n Knotenpunkte enthält. Bei den Indexfestlegungen im Abschnitt 3 wird auf Gleichung (1) Bezug genommen. Für die folgenden Erläuterungen ist jedoch eine Partitionierung nach Generator-, Last- und Fehlerknotenpunkten zweckmäßiger:

$$\begin{bmatrix} \underline{i}_G \\ \Delta\,\underline{i}_L \\ \underline{i}_F \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{Y}_{GG} & \underline{Y}_{GL} & \underline{Y}_{GF} \\ \underline{Y}_{LG} & \underline{Y}_{LL} & \underline{Y}_{LF} \\ \underline{Y}_{FG} & \underline{Y}_{FL} & \underline{Y}_{FF} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{u}_G \\ \underline{u}_L \\ \underline{u}_F \end{bmatrix}. \tag{2}$$

Gleichung (2) ist der Gleichung (1) äquivalent. Zu einem Knotenpunkt gehören weiterhin alle drei Komponentenknotenpunkte. Es wurde in Gl. (2) bereits angenommen, daß die Belastungen durch konstante Admittanzen in der Teilmatrix $\underline{Y}_{LL}$ enthalten sind. Ihr nichtlineares Verhalten wird durch die Zusatzströme $\Delta\,\underline{i}_L$ berücksichtigt, die, eine äußere Iteration vorausgesetzt, zuerst als gegeben betrachtet werden können. Nachdem mit den treibenden Spannungen die zugehörigen Admittanzen multipliziert werden, was einer Umrechnung der Spannungsquellen in Stromquellen entspricht kann Gl. (2) (um die Generatorknotenpunkte reduziert) in folgender Form geschrieben werden:

$$\begin{bmatrix} 0 \\ \underline{i}_F \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{Y}_{LL} & \underline{Y}_{LF} \\ \underline{Y}_{FL} & \underline{Y}_{FF} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{u}_L \\ \underline{u}_F \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \underline{i}_{EL} - \Delta\,\underline{i}_L \\ \underline{i}_{EF} \end{bmatrix} \tag{3}$$

mit $\underline{i}_{EL} = \underline{Y}_{LG}\,\underline{u}_G$; $\underline{i}_{EF} = \underline{Y}_{FG}\,\underline{u}_G$

oder in vereinfachter Form

$$\underline{i} = \underline{Y}\,\underline{u} + \underline{i}_E. \tag{3a}$$

Um Gleichung (3) nach den Knotenpunktspannungen auflösen zu können, gilt es, noch zusätzliche Bedingungen für die Fehlerströme $\underline{i}_F$ bzw. -spannungen $\underline{u}_F$ zu finden, die die Elimination einer dieser beiden Größen ermöglichen. Sollen die Fehlerspannungen in der Lösung erscheinen, so müssen die Fehlerströme eliminiert werden. Beim Fehlermatrizenverfahren wird hierzu die Gleichung $\underline{i}_F = \underline{Y}_{F'}\,\underline{u}_F$ verwendet, wobei $\underline{Y}_{F'}$ teilweise sehr große Admittanzwerte enthält, was zu den bereits erwähnten Problemen führt. Nach den hier beschriebenen Verfahren werden die geforderten zusätzlichen Bedingungen für die Fehlerströme in der Transformationsmatrix $\underline{F}$ in der Nullform enthalten sein. Dies bedeutet, daß nach der Multiplikation der Gl. (3) mit $\underline{F}$ von links die Nullmatrix auf der linken Seite erscheint. Versucht man die Matrix $\underline{F}$ oder die transponiert konjugiert komplexe Matrix $\underline{F}^{T*}$ aus den Fehlerstrom- bzw. Fehlerspannungsbedingungen aufzustellen, so erkennt man schnell, daß es hierfür mehrere Möglichkeiten gibt.

2. Systematische Berücksichtigung der Fehlerbedingungen in der Admittanzmatrix mit Hilfe von Schnittmengeninzidenzmatrizen

Wir betrachten zuerst nur einen symmetrisch zum Bezugsleiter a liegenden Fehler an einem Knotenpunkt. Dieser kann jedoch sowohl ein Quer- als auch ein Längsfehler sein. Die Längsfehler betreffen übrigens immer zwei Knotenpunkte. Fehler zu verschiedenen

Dr.-Ing. *Istvan Erlich* ist wissenschaftlicher Assistent an der TU Dresden, Sektion Elektrotechnik, WB Elektroenergietechnik. Dipl.-Ing. *Norbert Kunzmann* war zur Zeit der Erarbeitung des Beitrages Diplomand an der Sektion Elektrotechnik, WB Elektroenergietechnik, der TU Dresden.

[1)] Vortrag zur 10. Wissenschaftlichen Konferenz der Sektion Elektrotechnik der TU Dresden vom 10. bis 12. 7. 1984

Tafel 1. Graphen und Zweigschnittmengeninzidenzmatrizen für ausgewählte Fehlerarten

Fehlerart	Fehlerbedingungen	Graphm. vollst. Baum und Schnittmengen	Zweigschnittmengen inzidenzmatrix H
1-poliger Erdkurzschluß a b c	1. $\underline{U}_0 + \underline{U}_1 + \underline{U}_2 = 0$ 2. $\underline{I}_0 = \underline{I}_1$ 3. $\underline{I}_1 = \underline{I}_2$	$\underline{U}_0\,\underline{I}_0$, $\underline{U}_1\,\underline{I}_1$, $\underline{U}_2\,\underline{I}_2$; I., II.	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix}$
2-poliger Kurzschluß a b c	1. $\underline{I}_0 = 0$ 2. $\underline{I}_1 = -\underline{I}_2$ 3. $\underline{U}_1 = \underline{U}_2$	I. $\underline{U}_0\,\underline{I}_0$; II. $\underline{U}_1\,\underline{I}_1$, $\underline{U}_2\,\underline{I}_2$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}$ [1]
1-polige Unterbrechung A B	1. $\underline{U}_{0A} - \underline{U}_{0B} = \underline{U}_{1A} - \underline{U}_{1B}$ 2. $\underline{U}_{0A} - \underline{U}_{0B} = \underline{U}_{2A} - \underline{U}_{2B}$ 3. $\underline{I}_{0A} + \underline{I}_{1A} + \underline{I}_{2A} = 0$ 4. $\underline{I}_{0A} = -\underline{I}_{0B}$ 5. $\underline{I}_{1A} = -\underline{I}_{1B}$ 6. $\underline{I}_{2A} = -\underline{I}_{2B}$	I., II., III.; $\underline{U}_{0A}, \underline{I}_{0A}$; $\underline{U}_{0B}, \underline{I}_{0B}$; $\underline{U}_{1A}, \underline{I}_{1A}$; $\underline{U}_{1B}, \underline{I}_{1B}$; $\underline{U}_{2A}, \underline{I}_{2A}$; $\underline{U}_{2B}, \underline{I}_{2B}$	$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}$
2-polige Unterbrechung A B	1. $\underline{U}_{0A} - \underline{U}_{0B} + \underline{U}_{1A} - \underline{U}_{1B} + \underline{U}_{2A} - \underline{U}_{2B} = 0$ 2. $\underline{I}_{0A} = \underline{I}_{1A}$ 3. $\underline{I}_{0A} = \underline{I}_{2A}$ 4. $\underline{I}_{0A} = \underline{I}_{0B}$ 5. $\underline{I}_{0B} = \underline{I}_{1B}$ 6. $\underline{I}_{0B} = \underline{I}_{2B}$	I., II., III.; $\underline{U}_{0B}$, $\underline{I}_{1B}$; $\underline{U}_{1A}\,\underline{I}_{1A}$; $\underline{U}_{1B}\,\underline{I}_{1B}$; $\underline{U}_{0A}\,\underline{I}_{0A}$; $\underline{U}_{2A}\,\underline{I}_{2A}$; $\underline{U}_{2B}\,\underline{I}_{2B}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}$

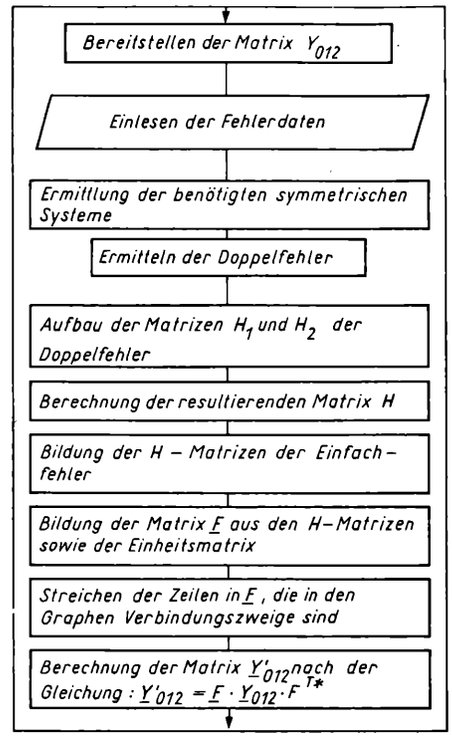


Bild 1. Programmablaufplan zur Fehlernachbildung

[1]) Die erste Zeile entfällt, wenn kein Nullsystem durch andere Fehler eingeprägt wird.

Knotenpunkten lassen sich unabhängig voneinander nach dem hier beschriebenen Verfahren behandeln. Gehen wir von den Fehlerbedingungen aus, die ja allgemein bekannt sind, so kann zu jedem Fehler ein Graph gezeichnet werden. Tafel 1 enthält für einige Fehlerarten die Fehlerbedingungen und die dazugehörigen Graphen. In die Graphen sind auch jeweils ein vollständiger Baum und die Schnittmengen mit Orientierung eingetragen worden. Somit läßt sich eine Zweigschnittmengeninzidenzmatrix H direkt aus diesem Gebilde ablesen. Unter Beachtung, daß die Zweiggrößen des Graphen im gegebenen Fall die Fehlerströme und -spannungen sind, kann nach der Schnittmengentheorie geschrieben werden:

$$H\,\underline{i}_F = 0 \tag{4}$$

$$H^T\,\underline{u}_F{}^R = \underline{u}_F. \tag{5}$$

Der Vektor der Schnittmengenspannungen $\underline{u}_F{}^R$ enthält nun die als Baumzweige definierten Fehlerspannungen. Er kann auch als ein reduzierter Fehlerspannungsvektor bezeichnet werden.
Wird H noch durch die Einheitsmatrix E ergänzt, so erhalten wir eine mögliche Transformationsmatrix:

$$F = \begin{bmatrix} E & 0 \\ 0 & H \end{bmatrix}, \tag{6}$$

die unserer Forderung nach einem linken Nullteiler für den Vektor der Knotenpunktströme, speziell der Fehlerströme, genügt.

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E & 0 \\ 0 & H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \underline{i}_F \end{bmatrix}. \tag{7}$$

Für die Spannungen können wir schreiben:

$$\underline{u} = F^T\,\underline{u}^R = \begin{bmatrix} E & 0 \\ 0 & H^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{u}_L \\ \underline{u}_F{}^R \end{bmatrix}. \tag{8}$$

Die Gleichung (3a) lautet nach der Transformation mit F

$$0 = F\,\underline{Y}\,F^T\,\underline{u}^R + F\,\underline{i}_E.$$

Für die Admittanzmatrix mit eingereichten Fehlern erhalten wir somit:

$$\underline{Y}' = F\,\underline{Y}\,F^T. \tag{10}$$

Diese hat einen niedrigeren Rang als die ursprüngliche Admittanzmatrix $\underline{Y}$. Der Rangabfall ist gleich der Anzahl der Verbindungszweige in den Graphen. In dem Spannungsvektor fehlen auch die den Verbindungszweigen zugeordneten Knotenpunktspannungen. Diese können jedoch, falls die transponierte Inzidenzmatrix H^T im Rechner aufgehoben wird, zu jeder Zeit nach Gleichung (5) berechnet werden. Die Transformation des Stromvektors $\underline{i}_E$ erfolgt nach der Beziehung

$$\underline{i}_E' = \underline{F}\,\underline{i}_E. \tag{11}$$

Sind Ersatzströme nur im Mitsystem vorhanden und die Mitsystemgrößen als Baumzweige definiert, so kann $\underline{i}_E'$ auch durch Streichen der zu den Verbindungszweigen gehörenden Elemente in $\underline{i}_E$ bestimmt werden. Eine Ausnahme bildet lediglich der dreipolige Kurzschluß, indem auch der Mitsystempunkt gestrichen werden muß. Die Fehlermodellierung beschränkt sich somit im wesentlichen auf die Admittanzmatrix nach Gleichung (10). Durch die Einheitsmatrix in F kann auch ein bewußtes Streichen bestimmter Knotenpunkte und ihren Zweigverbindungen erfolgen, wenn diese zur Berechnung der vorgegebenen Fehler nicht erforderlich sind. Dies kann ganze Komponentennetze (Null- und Gegensystem) oder nur bestimmte Knotenpunkte im Nullsystem betreffen. Es

wird dazu in E an die entsprechenden Stellen statt einer *1* eine *0* gesetzt.

Liegt der Fehler nicht symmetrisch zum Bezugsleiter a, so hat zwar der Graph die gleiche Form wie im symmetrischen Fall, die Zweigspannungen und die Zweigströme sind jedoch nicht direkt die Fehlerspannungen bzw. die Fehlerströme. Für den einpoligen Kurzschluß im Leiter b erhalten wir z. B. folgende Fehlerbedingungen:

1. $\underline{U}_0 + \underline{a}^2\,\underline{U}_1 + \underline{a}\,\underline{U}_2 = 0$
2. $\underline{I}_0 = \underline{a}\,\underline{I}_2$
3. $\underline{I}_0 = \underline{a}^2\,\underline{I}_1$.

Als Zweiggrößen ergeben sich daraus $\underline{U}_0$, $\underline{I}_0$, $\underline{a}^2\,\underline{U}_1$, $\underline{a}^2\,\underline{I}_1$, $\underline{a}\,\underline{U}_2$, $\underline{a}\,\underline{I}_2$ statt $\underline{U}_0$, $\underline{I}_0$, $\underline{U}_1$, $\underline{I}_1$, $\underline{U}_2$, $\underline{I}_2$ beim einpoligen Fehler im Leiter a. Der Unterschied zwischen den beiden Fällen kann mit Hilfe einer Phasentauschermatrix $\underline{V}$ geschrieben werden:

$$\begin{bmatrix} \underline{I}_0' \\ \underline{I}_1' \\ \underline{I}_2' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & & \\ & a^2 & \\ & & \underline{a} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{I}_0 \\ \underline{I}_1 \\ \underline{I}_2 \end{bmatrix}.$$

Dies läßt sich auch auf andere Fehlerarten anwenden, so daß wir allgemein schreiben können:

$$\underline{i}_F' = \underline{V}\,\underline{i}_F \tag{12}$$

und analog für die Fehlerspannungen:

$$\underline{u}_F' = \underline{V}\,\underline{u}_F. \tag{13}$$

Die mit Strich gekennzeichneten Größen sind jetzt die Zweiggrößen der Graphen. Für den reduzierten Fehlerspannungsvektor kann auch eine Phasentauschermatrix angegeben werden:

$$\underline{u}_F'^R = \underline{V}^R\,\underline{u}_F{}^R, \tag{14}$$

die wir durch Streichen der zu den Verbindungszweigen gehörenden Spalten und Zeilen in $\underline{V}$ erhalten. Werden die Gleichungen (12), (13) und (14) in die Gleichungen (4) und (5) eingeführt, so ergibt sich:

$$\underline{V}^{R*}\,\underline{H}\,\underline{V}\,\underline{i}_F = 0 \tag{15}$$

$$\underline{V}^*\,\underline{H}^T\,\underline{V}^R\,\underline{u}_F{}^R = \underline{u}_F. \tag{16}$$

Es empfiehlt sich, eine modifizierte Inzidenzmatrix $\underline{H}_M$ zu definieren.

$$\underline{H}_M = \underline{V}^{R*}\,\underline{H}\,\underline{V} \tag{17}$$

Mit dieser Matrix läßt sich nun die Transformation der Fehlerströme und Fehlerspannungen allgemein für alle Fehlerarten schreiben:

$$\underline{H}_M\,\underline{i}_F = 0 \tag{18}$$

$$\underline{H}_M{}^{T*}\,\underline{u}_F{}^R = \underline{u}_F. \tag{19}$$

Für Fehler, die symmetrisch zum Bezugsleiter a liegen, sind die Matrizen $\underline{V}$ und $\underline{V}^R$ Einheitsmatrizen.

Die Admittanzmatrix kann weiterhin analog zu Gl. (10) transformiert werden:

$$\underline{Y}' = \underline{F}\,\underline{Y}\,\underline{F}^{T*} \tag{20}$$

$$\underline{F} = \begin{bmatrix} E & 0 \\ 0 & \underline{H}_M \end{bmatrix}. \tag{21}$$

Wir können also feststellen, daß sich alle Fehler nach dem gleichen Schema in Form von zwei Matrixmultiplikationen behandeln lassen. Die Zweigschnittmengeninzidenzmatrizen können für jeden Fehler aus den zugehörigen Graphen abgelesen werden, wobei die Freizügigkeit in der Festlegung des vollständigen Baumes besteht. Da die Anzahl der möglichen Fehler relativ gering ist, empfiehlt es sich, die Bildungsvorschriften von $\underline{H}_M$ zu jedem Fehler fest zu programmieren. Etwas komplizierter ist die Konstruktion der $\underline{H}_M$-Matrix, wenn mehrere Fehler an einem Knotenpunkt modelliert werden müssen. Praktisch interessierende Fälle sind hierbei:

a) zwei oder mehrere Längsfehler mit einem gemeinsamen Punkt und
b) ein Längsfehler in Kombination mit einem Querfehler.

Zu einem Graphen gelangt man nur, wenn die Fehlerbedingungen des einen oder des anderen Fehlers bevorzugt werden. Dieser enthält dann auch noch Knotenpunktströme, die bewirken, daß Gleichung (18) durch eine einzige Inzidenzmatrix nicht erfüllt werden kann. Hat jedoch der Graph des ersten Fehlers alle Zweige für den Graphen des zweiten Fehlers als Baumzweige, so kann die resultierende Inzidenzmatrix durch multiplikative Verknüpfung der einzelnen Indizenzmatrizen gewonnen werden. Für k Fehler an einem Knotenpunkt heißt es allgemein:

$$\underline{H}_M = \underline{H}_{M(k)}\,\underline{H}_{M(k-1)} \cdots \underline{H}_{M(1)}. \tag{22}$$

Falls der i-te Graph mehr Baumzweige als der $(i+1)$-te Graph Zweige (Baum- und Verbindungszweige zusammen) hat, so ist es erforderlich, die Matrix $\underline{H}_{M(i+1)}$ durch eine kleine Einheitsmatrix (von der Ordnung eins oder höchstens zwei) zu ergänzen. Diese bewirkt, daß die genannten Baumzweige für den $(i+2)$-ten Fehler weitergereicht werden.

3. Programmtechnische Realisierung

Es wird davon ausgegangen, daß die Admittanzmatrix des Netzes in der Form nach Gleichung (1) vorliegt und für alle Fehlerstellen Knotenpunkte vorgesehen sind. Bei Längsfehlern müssen für die leitungsseitigen Schalterklemmen Hilfsknotenpunkte definiert werden. Schalter, mit denen Schalthandlungen durchgeführt werden sollen, sind grundsätzlich in „AUS"-Stellung einzugeben. Das so aufbereitete Netz bildet für alle Fehler den Basiszustand. Da in den meisten Digitalprogrammen bereits die Admittanzmatrix aus Speicherplatzgründen kompakt gespeichert werden muß, ist leicht einzusehen, daß auch die Transformationsmatrix $\underline{F}$, welche die gleiche Spaltendimension und nur unwesentlich geringere Zeilendimension als $\underline{Y}$ hat, nicht voll gespeichert werden kann. Diese Tatsache hat einen wesentlichen Einfluß auf die Programmierung. Beim Aufbau der $\underline{F}$-Matrix ist zu beachten, daß im Laufe der Abarbeitung der einzelnen Fehlerarten noch nicht bekannt ist, wieviel und welche Knotenpunkte letztlich eliminiert werden. Aus diesem Grund ist es zweckmäßig, $\underline{F}$ zuerst als eine $3n \times 3n$-Matrix aufzubauen. Die Schnittmengeninzidenzmatrizen können somit für beliebige Fehlerknotenpunkte in allgemeiner Form programmiert werden. Für den einpoligen Erdfehler im Leiter a ergibt sich z. B. für den Fehlerort f

$h_{ff} = 1$; $h_{f+n,f+n} = 1$; $h_{f,f+2n} = -1$; $h_{f+n,f+2n} = -1$.

Bei der Abarbeitung der einzelnen Fehler wird noch in einem Vektor die Nummer des Knotenpunktes, welchem in dem zugehörigen Graphen nur ein Verbindungszweig zugeordnet wurde, verwahrt. Auch dies läßt sich allgemein schreiben. Für das obige Beispiel ist es der Knotenpunkt $f + 2n$. Nachdem alle Fehler erfaßt worden sind, erfolgt das Streichen der genannten Knotenpunkte in der $\underline{F}$-Matrix, was praktisch nur eine Umrechnung der Zeilenindizes bedeutet. Werden mehrere Fehler für einen Knotenpunkt vorgegeben, so sind diese zuerst abzuarbeiten, da die einzelnen Inzidenzmatrizen miteinander multipliziert werden müssen, bevor die resultierende Matrix in die Transformationsmatrix $\underline{F}$ aufgenommen werden kann. Einen Überblick über den programmtechnischen Ablauf der Fehlernachbildung vermittelt Bild 1.

4. Zusammenfassung

In der vorliegenden Arbeit wurde ein Verfahren zur Modellierung beliebiger symmetrischer und unsymmetrischer Fehler im Elektroenergiesystem vorgestellt. Das Verfahren ist insbesondere für die digitale Programmierung geeignet und zeichnet sich gegenüber den bekannten Methoden durch folgende Vorteile aus:

- die Kondition der Admittanzmatrix wird nicht verschlechtert;
- es ist kein Umweg über die a, b, c-Koordinaten erforderlich;
- der Rang der Admittanzmatrix wird reduziert;
- entkoppelte und nicht interessierende Komponentennetze bzw. Netzteile können weggelassen werden;
- es liefert einfache und übersichtliche Algorithmen.

Ausgegangen wird beim Verfahren von den Fehlerbedingungen, die mit Hilfe von Graphen und der Theorie der Schnittmengen in einer Zweigschnittmengeninzidenzmatrix in Nullform geschrieben werden können. Die aus dieser Inzidenzmatrix und aus einer Einheitsmatrix bestehende Matrix $\underline{F}$ dient dann zur Transformation der Admittanzmatrix des Systems.

Das beschriebene Verfahren wurde bereits für das Digitalprogramm EMIL zur Berechnung elektromechanischer Ausgleichsvorgänge programmiert und erprobt [4].

Literatur

[1] *Weßnigk, K. D.:* Theorie zur Berechnung beliebiger Mehrfachfehler mit Fehlermatrizen. Energietechnik, Leipzig 18 (1968) 3, S. 109–113

[2] *Schultheiß, F.; Weßnigk, K. D.:* Berechnung elektrischer Energieversorgungsnetze, Band II. Übertragungsberechnung. Leipzig: VEB Deutscher Verlag für Grundstoffindustrie 1971

[3] *Edelmann, H.:* Exakte Behandlung simultaner Kurzschlüsse und Unterbrechungen in großen Verbundnetzen. Siemens-Forsch. u. Entwickl.-Ber. 7 (1978) 3, S. 143–151

[4] *Erlich, I.:* Kopplung von Modellen zur Berechnung der elektromagnetomechanischen Ausgleichsvorgänge, 9. WK der Sektion Elektrotechnik der TU Dresden 1981, Themengruppe B1

EA 5392

Zur Technologie der energetischen Elektrotechnik

R. Tzscheutschler, KDT, Dresden

Mitteilung aus der Sektion Elektrotechnik der TU Dresden und dem VEB Transformatoren- und Röntgenwerk „Hermann Matern" Dresden

1. Abgrenzung

Die Struktur der Technologie der energetischen Elektrotechnik wurde bereits beschrieben [1]; sie ist Ausgangspunkt der folgenden Betrachtung.

Die Technologie der energetischen Elektrotechnik hat die technologischen Grundverfahren zur Herstellung der für die energetische Elektrotechnik erforderlichen Bauteile und Baugruppen zum Inhalt (Bild 1 auf der 2. US). Ihr Gegensrand sind die allgemeingültigen technologischen Gesetzmäßigkeiten zur Herstellung dieser Teile und Baugruppen. Bei näherer Untersuchung der dabei angewandten Fertigungsverfahren und der Fertigungsstätten läßt sich leicht feststellen, daß es solche mit ausgesprochen elektrotypischem Charakter gibt, wie das Wickeln, die Kernherstellung und das Isolieren mit den speziell dazu eingerichteten Werkstätten, und solche, die zu den maschinenbautypischen Fertigungsverfahren und Werkstätten tendieren, wie Drehen, Fräsen, Schweißen, Stahlbau, Oberflächenbehandlung einschließlich der zugehörigen Werkstätten. Die Trennung in diese beiden Gruppen liegt, abgeleitet aus der physikalischen Funktion der betrachteten Bauteile und Baugruppen, auf der Hand. Es gibt also elektrotypische Bauteile und Baugruppen (Wicklung, Kern, Isolierung) und elektrotypische Werkstätten (Wickelei, Kernbau, und Isoliererei).

Gegenstand der allgemeinen Technologie der energetischen Elektrotechnik sind also die elektrotypischen Grundverfahren zur Herstellung von Stromleitern, Magnetleitern und von Isolierungen. Bei deren Herstellung dominieren die elektrotechnischen Gesichtspunkte, auch wenn bei einzelnen Arbeitsgängen oder Verfahrensschritten allgemeingültige Fertigungsverfahren angewandt werden, wie beispielsweise beim Wickeln. Das Wickeln ist im elektrotechnischen Sinne aber mehr als nur das Umformen eines Drahtes; neben den für das Umformen gültigen Gesetzen sind die der Elektrotechnik gleichzeitig oder vorrangig zu beachten. Die nicht elektrotypischen Grundverfahren (Zeilen *4* und *5* der Strukturmatrix) sind aus den bekannten Fertigungsverfahren abzuleiten [2].

Der technologische Prozeß, im Bild 1 durch die Spalten ausgedrückt, verfolgt der Reihe nach die Herstellung der speziellen elektroenergetischen Erzeugnisse, wie Motoren, Transformatoren, Schaltanlagen usw., vom Teil bis zum fertigen Gerät. Der technologische Prozeß ist die Summe der in einem konkreten Herstellungsprozeß vereinigten Verfahren und die sie speziell repräsentierenden Prinzipien, Maschinen, Werkzeuge, die in bestimmter Kombination und Reihenfolge die qualitative Veränderung der Arbeitsgegenstände vom Rohteil bis zum Fertigerzeugnis realisieren [3]. Dieser Problemkreis gehört zum Fachgebiet Fertigungsprozeßgestaltung; er wirkt selbstverständlich auf die technologischen Grundverfahren ein und hat diese in ihrer allgemeingültigen Aussage mit dem Inhalt. Während die technologischen Grundverfahren vergleichend, allgemeingültig nebeneinanderstehen, sind die technologischen Prozesse speziell auf bestimmte Erzeugnisse oder Erzeugnisgruppen orientiert.

Die vielfältigen Formen der Montage lassen sich aus der Strukturmatrix nach Bild 1 in der Weise ableiten, daß jeweils 2 Zeilen der Grundverfahren in jeder Spalte miteinander in Beziehung gebracht werden. Das Einbringen der Wicklung in den Magnetkreis beim Motor stellt einen elektrotypischen Montageprozeß dar (Zeilen *1* und *3*), ebenso das Umgießen einer Meßwandlerspule mit Epoxidharz (Zeilen *1* und *2*) oder das Auskleiden der Nut eines Stators mit der Isolation (Zeilen *2* und *3*). Diese Montageprozesse tragen wiederum ausgesprochenen elektrotypischen Charakter, der für die elektrische bzw. die magnetische Funktion am Ende des Montageprozesses vordergründig ist. Demgegenüber ist das Anbringen der Kühler an dem Kessel eines Transformators nicht elektrotypisch, auch wenn es sich letztlich um ein elektrotechnisches Gerät handelt.

Die allgemeine Technologie der energetischen Elektrotechnik umfaßt also die elektrotypischen Grundverfahren (*TG*) und deren Verknüpfung im Montageprozeß (Bild 2 auf der 2. US). In manchen Fällen sind die Grundverfahren über die Montage so stark gekoppelt, daß eine Trennung nicht ohne weiteres möglich und sinnvoll ist, wie beispielsweise beim Imprägnieren einer Transformatorspule mit Öl oder beim Bewickeln eines Ringkernes.

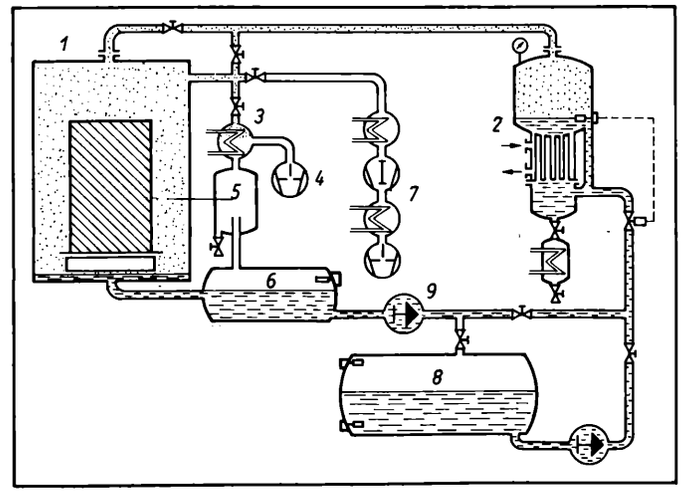
2. Effekte aus neuen Technologien

Moderne technologische Grundverfahren tragen außerordentlich viel zur Senkung des gesellschaftlichen Aufwandes für die Herstellung elektroenergetischer Erzeugnisse bei oder erhöhen deren Gebrauchswert. Einige Beispiele dafür sollen diese Aussage beweisen:

TG Stromleiter: Im Elektromotorenbau hat sich im Größenbereich bis 6 kW die axiale Einziehtechnik in genutete Magnetkörper, z. B. bei den Hermetikmotoren, hervorragend bewährt. War durch die Einführung neuartiger Wickelmaschinen (Hubschwenk-Wickelverfahren) bereits eine Steigerung der Arbeitsproduktivität um 300 % gegenüber der Handwicklung möglich, so steigt diese nochmals um 1000 % beim axialen Einziehen der vorgefertigten, flexiblen Wicklungen an. Im Bau von Ortsnetztransformatoren haben sich Blockwicklungen mit Sekundärwicklungen aus Aluminium- oder Kupferband bestens bewährt. Durch die Bandwicklung entfallen schwierig auszuführende Kröpfungen, neue Zwischenlagenisolationen aus Wellenpreßspan erhöhen die Produktivität. Im Ergebnis wird die Wickelzeit um durchschnittlich 60 % gesenkt. Außerdem wird die axiale Stabilität der Sekundärwicklung, also die Kurzschlußfestigkeit, verbessert, und das Verfestigen der Sekundärwicklung entfällt. Im Meßwandlerbau haben sich Wickelautomaten voll bewährt. Die Fertigungszeiten der Wicklung wurden von 100 % bei der Handwicklung über die Zweimaschinenbedienung mit 75 % auf 40 % bei der Automatenwicklung verkürzt. Gleichzeitig wurden die Qualität der Spulen und die Materialökonomie erhöht. Geringe Ausfallraten bei der Herstellung und das Gütezeichen Q beweisen den Effekt.

TG Isolierung: Im Transformatorenbau kann durch die Anwendung neuer Trocknungsverfahren die Trocknungszeit um mindestens 50 % gesenkt werden, dabei steigt die Qualität sogar noch an. Für Ortsnetztransformatoren kommt die elektrische Direktaufheizung zum Einsatz und für größere Transformatoren die Dampfstromtrocknung (Bild 3). Im Transformatorenbau bis etwa 60 MVA kann bei Anwendung des Stabilisierungsverfahrens für die Spulen und den Einsatz von speziellen GFP-Schlaufenstäben der zweite Trocknungsprozeß ganz entfallen. In der Gießharzverarbeitung für Isolierteile (und eventuell auch für Meßwandler) ist durch den Einsatz des Vakuum-Druck-Verfahrens die Formbelegungszeit von 8 Stunden auf weniger als eine Stunde reduzierbar, wobei die Oberflächenqualität der Teile steigt und die Lunkerbildung sowie die Streuung der Festigkeitswerte deutlich sinken. Gänzlich neue Lösungen brachte der Einsatz von PUR-Hartschaumstoff im Bau von Hoch-

Bild 3. Prinzip der Dampfstrom-Trocknung
1 Trockenkessel; 2 Verdampfer; 3 Kondensator; 4 Leckluftpumpe; 5 Trenngefäß; 6 Sammelgefäß; 7 Pumpsatz; 8 Lagertank; 9 Förderpumpe



Prof. Dr.-Ing. *Rolf Tzscheutschler* ist Direktor für Forschung und Entwicklung im VEB Transformatoren- und Röntgenwerk „Hermann Matern" Dresden.

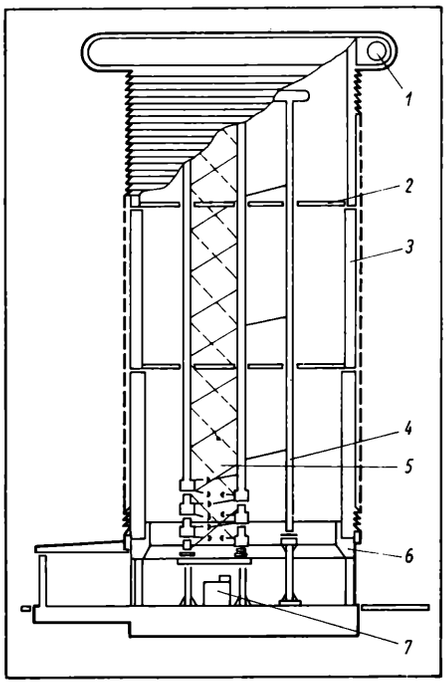


Bild 4. Prinzipieller Aufbau einer Stoßspannungs-Freiluftanlage mit PUR-Wetterschutzzylinder
1 Hochspannungselektrode; 2 Verteilungsscheibe; 3 Isolierturm; 4 Abschneidefunkenstrecke; 5 Generator; 6 Fundament; 7 Gleichspannungs-Erzeuger

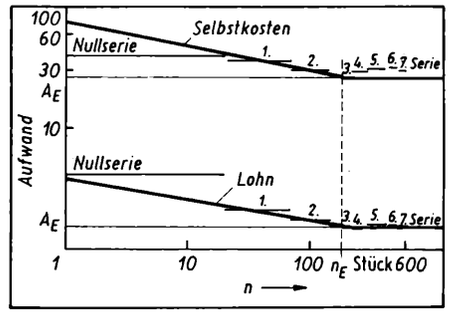


Bild 5. Aufwand für die Fertigung in Abhängigkeit der kumulativ gefertigten Stücke

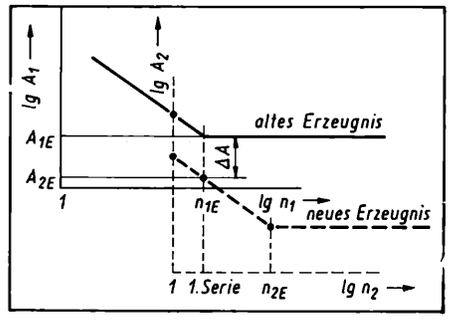


Bild 6. Vorgabe des Aufwandes bei Neuentwicklungen

spannungsprüfanlagen für Freiluftbetrieb (Bild 4). Wetterschutzzylinder mit Höhen bis 25 m gestatten den Einsatz von Innenraum-Stoßspannungsprüfanlagen unter allen Witterungsbedingungen. Die günstige Wärmedämmung des PUR-Zylinders garantiert mit wenig Aufwand an Klimatisierungseinrichtungen ein nahezu ideales Arbeitsklima der Anlage.

TG Magnetkreis: Im Transformatorenbau waren die optimale Kerngestaltung, der Einsatz qualitativ hochwertiger Magnetwerkstoffe und eine insgesamt hohe Materialökonomie erst durch moderne Fertigungsanlagen möglich. Die Anwendung des Dachformschnittes bringt eine weitere Senkung der Verluste um durchschnittlich 8%, nachdem mit dem 45°-Schnitt, dem Nachglühen und Nachisolieren bereits mehr als 20% Verlustsenkung realisiert wurden. In gleicher Weise verlust- und materialsenkend wirkt die Anwendung der GFP-Bandagen bei der Kernverfestigung, zu der entsprechende technologische Einrichtungen geschaffen wurden.

Die erreichbaren Verbesserungen sowie die einmaligen, sprunghaften Qualitäts- und Produktivitätssprünge sind natürlich an ganz bestimmte Bedingungen geknüpft, sie entstehen nicht spontan und wirken zeit- bzw. stückzahlabhängig. Analysen abgelaufener Herstellungsprozesse ergeben die allgemeingültige Aussage, daß der gesellschaftliche Aufwand A zur Herstellung beliebiger Erzeugnisse, also auch elektroenergetischer Erzeugnisse, sich in Abhängigkeit der kumulativ gefertigten Stückzahl n mathematisch recht gut fassen läßt (Bild 5). Als Parameter treten der Rationalisierungsexponent $\varkappa_1$ und der Einlaufexponent $\varkappa_2$ auf [4] [5].

Für den Aufwand gilt

$$A = A_1 \, n^{-\varkappa_2} \, e^{\varkappa_1 (1-n)}, \tag{1}$$

darin ist A_1 der Aufwand für das erste gefertigte Stück, z.B. ein Labormuster. Für jedes Erzeugnis gibt es eine spezifische kumulative Stückzahl n_e mit dem Aufwand A_E, bei der eine deutliche Verringerung der Senkungsrate eintritt. Die Senkungskoeffizienten sind abhängig von der Fertigungsart und haben folgende Größe (Tafel 1). Für den ersten Teil der Kurve gilt näherungsweise

$$A\,(n < n_e) = A_1 \, n^{-\varkappa_2}, \tag{2}$$

und der zweite Teil wird hinreichend genau beschrieben mit

$$A\,(n > n_e) = A_E \, e^{-\varkappa_1 n}. \tag{3}$$

Aus diesem generellen Verlauf lassen sich mehrere Schlüsse ziehen; zwei sind besonders wichtig:

1. Der Rationalisierung an ein und demselben Erzeugnis durch stetige Veränderung der Konstruktion, Verbesserung der Arbeitsorganisation, Optimierung des Materialeinsatzes, Erhöhung der Arbeitsfertigkeiten, Modernisierung der Arbeitsmittel und Verfeinerung der Verfahren sind objektiv Grenzen gesetzt. Nach Überschreiten der Einlaufstückzahl n_E ist die mögliche weitere Senkung des Aufwandes praktisch bedeutungslos. Das trifft für den gesamten Aufwand A genauso zu wie für seine Bestandteile Arbeitszeit und Materialeinsatz.
2. Vor Erreichen dieser für die Produktivität kritischen Stückzahl n_E ist durch Neuentwicklung zu sichern, daß die weitere Senkung des Aufwandes mindestens in gleichem Maße fortgesetzt werden kann. Die Neuentwicklung muß spätestens beim Erreichen der Einlaufstückzahl n_{1E} das niedrigere Niveau A_2 erreichen. Dann wird eine sprunghafte Änderung des Aufwandes möglich (Bild 6).

Tafel 1. Senkungskoeffizienten in Abhängigkeit der Fertigungsart

Fertigungsart	Rationalisierungskoeffizient $\varkappa_1$	Einlaufkoeffizient $\varkappa_2$
Automatisiert	$< 10^{-7}$	$< 0{,}05$
Mechanisiert	$< 10^{-4}$	$< 0{,}5$
Manuell	$10^{-2} \cdots 10^{-4}$	$0{,}5 \cdots 0{,}7$

3. Systemcharakter der Technologie

Die Effekte aus der Einführung neuer Technologien sind immer an bestimmte Voraussetzungen geknüpft, ohne deren Berücksichtigung keine spürbare Verbesserung der Arbeitsproduktivität, der Qualität, des Gebrauchswertes und der Material- und Energieökonomie eintritt. Als Beispiel sei der noch bevorstehende großtechnische Einsatz amorphem Magnetmaterials herangezogen. Dieses neue Material selbst ist das Ergebnis umfassender metallurgischer Forschung, aber insbesondere das Resultat einer völlig neuartigen Technologie, die mehrere bisher notwendige Verfahrensschritte überspringt: das dünne amorphe Magnetband wird ohne jeden Umformprozeß direkt aus der Schmelze gewonnen, indem das flüssige Metall auf einer rotierenden Kupferwalze extrem schnell abgekühlt wird. Die Erstarrungszeit reicht nicht zur Kristallbildung aus, der Magnetwerkstoff liegt amorph vor. Eine der Vorzugseigenschaften sind die geringen Verluste, die im Durchschnitt bei Netzfrequenz 50 Hz weniger als ein Drittel der bekannten Magnetmaterialien betragen, bei höheren Frequenzen liegen die Verlustwerte, bezogen auf bekannte Werte, noch niedriger. Nachteilig für die Weiterverarbeitung sind die geringe Dicke, die einen erhöhten Schichtaufwand zur Folge hat, und die schlechte Schneidbarkeit des amorphen Bandes, die das Stanzen, ein bisher übliches Verfahren zur Magnetblechbearbeitung, nahezu ausschließt. Weiterhin sind die derzeitigen Herstellungskosten noch relativ hoch, wie das auch in logischer Anwendung des Diagrammes aus Bild 5 zu erwarten ist. Wenn also versucht wird, dieses neuartige Material lediglich im Austausch gegen konven-

Tafel 2. Leerlauf- und Kurzschlußverluste von Transformatoren 16 bis 63 MVA in Drilleiterausführung

	Leistung in MVA			
	16	25	40	63
Leerlaufverluste				
alt	19,5	24,3	32,1	–
neu	17,5	21,7	28,5	42,5
Kurzschlußverluste				
alt	18,9	130	189	–
neu	15,8	110	165	214
Gebrauchswertfaktor	1,16	1,29	1,36	1,38

tionelles Magnetmaterial einzusetzen, wird man keinerlei technischen und ökonomischen Effekt feststellen. Sinnvoller Einsatz des amorphen Materials verlangt die Anpassung der konstruktiven Gestaltung des Magnetkreises, neuartige Anlagen und Werkzeuge zur Be- und Verarbeitung, umfassendes Wissen über das neue Magnetmaterial bei der Konstruktion und Verarbeitung sowie die Beachtung noch weiterer Faktoren. Diese den gesellschaftlichen Aufwand bestimmenden Einflußfaktoren lassen sich aus den Elementen der Produktivkräfte ableiten [6]. Die Einflußfaktoren lauten: Arbeitsmittel (AM), Material (M), Konstruktion (K), Organisation (O) und Qualifikation (Q). Vereinfacht kann ihr dialektisches Zusammenwirken auf den Aufwand, ausgedrückt beispielsweise als Produktivität, mit

$$A = f(AM, M, K, O, Q)$$

beschrieben werden. Qualitative Veränderungen, wie unter Abschnitt 2. beschrieben, treten demnach nur ein, wenn auf neuen Arbeitsmitteln neue Materialien bei angepaßter Konstruktion, verbunden mit einer Neuordnung der Organisation und Produktionsvorbereitung bei zweckentsprechender Information und Qualifikation gleichzeitig und aufeinander abgestimmt im Produktionsprozeß wirken. Am Beispiel einer neuen Reihe Transformatoren sei das näher erläutert: Die Reihe Drilleitertransformatoren (bis 110 kV, 16 ··· 40 MVA) ist gekennzeichnet durch einheitliche Konstruktion, Technologie und Organisation. Der anwenderrelevante Gebrauchswertfaktor beträgt 1,30. Dieser Wert ist für starkstromtechnische Erzeugnisse recht hoch, er resultiert vorrangig aus der Senkung der Leerlauf- und Kurzschlußverluste (Tafel 2). Diese Senkung ist das Resultat vieler vor Entwicklungsbeginn aufeinander abgestimmter und voneinander abhängiger Einzelmaßnahmen. Global lauten sie:

Wicklung: Statt Al-Massivdraht wird Al-Drilleiter-Material eingesetzt, wodurch die Zusatzverluste sinken. Die relativ weiche Spule wird hydraulisch gepreßt und mit GFP-Schlaufenstäben verspannt. Erforderlich sind spezielle Wickelmaschinen, Maschinen für die Herstellung von neuen Isolierelementen und GFP-Schlaufenstäben.

Kern: Statt Texturblech der Qualität M 5 wird solches der Qualität M 4 oder M 2-H und der Dachformschnitt eingesetzt. Der Kern wird statt mit Stahl mit GFP bandagiert. Im Ergebnis sinken die Leerlaufverluste, und der Kernkreisdurchmesser wird kleiner, wodurch sich wiederum der Spulendurchmesser verringert und die Kernkreislänge abnimmt. Erforderlich sind neue Bearbeitungsstraßen für Texturblech, neue Schichteinrichtungen kombiniert mit der Bandagiereinrichtung für GFP-Bänder.

Isolierung: Die übliche Vakuumtrocknung wird durch die Dampfphasen-Trocknung abgelöst. Die Sauberkeit der Wicklung steigt durch den Spüleffekt erheblich an. Erforderlich sind neue Trocknungsanlagen.

Tafel 3. Verfahrensschritte und Einflußfaktoren

Verfahrensschritt	Einflußfaktoren				
	AM	M	K	O	Q
$VS\,1$	AM_1	M_1	K_1	O_1	Q_1
$VS\,2$	AM_2	M_2	K_2	O_2	Q_2
$VS\,3$	AM_3	M_3	K_3	O_3	Q_3
$VS\,4$	AM_4	M_4	K_4	O_4	Q_4
$VS\,5$	AM_5	M_5	K_5	O_5	Q_5
$VS\,6$	AM_6	M_6	K_6	O_6	Q_6

Die ganz enge Verflechtung der Auslegung der Transformatoren, der konstruktiven Gestaltung mit den Arbeitsmitteln und den technologischen Verfahren ist offensichtlich. Diesem Systemgedanken wurde von Anfang an dadurch Rechnung getragen, daß die Neuentwicklung der Transformatorreihe voll abgestimmt war mit der Rationalisierung aller Werkstätten, mit der Reorganisation des Fertigungsablaufes, mit dem eigenen Rationittelbau und der Qualifikation für die künftige Bedienung und Instandhaltung der Anlagen. Wird auch nur ein Element der Produktivkräfte außer acht gelassen, ist der Gesamteffekt nicht annähernd erreichbar. Bereits beim Übergang vom Texturblech M 5 zu M 4 ist eine Neuauslegung nötig, um wieder im Optimum zu liegen. Oder: der Einsatz der produktiven Dampfstrom-Trocknung ist überhaupt nur mit einer neuen Anordnung der Randisolation in der Wicklung möglich, weil es bei konventioneller Gestaltung zur Schmutzansammlung an elektrisch kritischen Stellen infolge des an sich günstigen Spüleffektes kommt. Die gegenseitigen Verflechtungen der verschiedenen Einflußfaktoren bei der Herstellung aller Baugruppen sind sehr hoch und müssen stets beachtet werden.

Verallgemeinert läßt sich eine Matrix angeben, aus der die Beziehungen der Verfahrensschritte mit den 5 Einflußfaktoren deutlich werden (Tafel 3).

Aus dieser Systemmatrix ist ableitbar, daß zunächst jedes Element selbst einen Einfluß auf das Arbeitsergebnis im n-ten Verfahrensschritt hat. Jedes Element der Zeile n übt aber gleichzeitig zusammen mit den übrigen Elementen der Zeile n einen Einfluß aus, und schließlich beeinflussen sich die Elemente verschiedener Zeilen untereinander und somit den gesamten Fertigungsprozeß. Um alle Beziehungen zu erfassen, sind in der Matrix (Bild 3) 465 Analysen erforderlich. Am Beispiel des Wickelns einer Feindraht-Zylinderspule soll das Zusammenwirken erläutert werden. Zunächst wird der Wickelprozeß in 6 logische Schritte eingeteilt, die nacheinander abgearbeitet werden, wobei sich u. U. manche Verfahrensschritte mehrfach wiederholen, andere wegfallen. Die Verfahrensschritte sind: *VS 1* Material und Unterlagen bereitstellen, *VS 2* Wicklungsträger einrichten, *VS 3* Drahtlage wickeln, *VS 4* Drahtriß beseitigen, *VS 5* Lagenisolation einbringen, *VS 6* Zylinderspule fertigstellen. Im Verfahrensschritt *3* wirken die Wickelmaschinen ($AM\,3$), das eingesetzte Material ($M\,3$), die konstruktive Lösung der Wicklung ($K\,3$), die Organisation ($O\,3$) und die Qualifikation ($Q\,3$) auf das Zustandekommen einer den Vorschriften entsprechenden Wickellage zwar unterschiedlich in der Wirkung, aber gleichzeitig ein. Zunächst bestimmen die Eigenschaften der Wickelmaschine selbst die Qualität der Drahtlage: kreuzungsfreies Wickeln ohne Abstand zwischen den Lagen; exakte Lage der Randwindungen, besonders bei trapezförmig gewickelten Spulen; Einhaltung der vorgeschriebenen Windungszahl je Lage; straffe Wicklung durch Einhaltung des festgelegten Wickelzuges; automatischer oder manuell gesteuerter Ablauf des Wickelvorganges. Aber auch die anderen Elemente des *VS 3* wirken mit auf das Zustandekommen und die Qualität jeder Wickellage ein. So werden Windungsschlüsse nur vermieden, wenn der Draht für Verarbeitung auf Automaten geeignet ist, also hinreichende Dehnung aufweist (Spalte M), und wenn diese Dehnung nicht durch Überlagerung (Spalte O) trotz standardgerechter Lieferung bereits eingeschränkt ist. Die Drahtlage erfüllt auch nur dann alle Anforderungen, wenn die Gestaltung der Wickelflanke (Spalte K) unmittelbar mit den Möglichkeiten einer Automatenspule übereinstimmt und wenn beim Einstellen des Automaten die vorgeschriebenen Parameter tatsächlich realisiert werden (Spalte Q). Wird ein einziges Element außer acht gelassen, kommt keine ordentliche Drahtlage zustande. Vielfach läßt sich ein so entstandener Fehler, z. B. gerissene Drahtisolation, erst zur Endprüfung des Erzeugnisses feststellen. Aber nicht nur die Elemente der Zeile *3* üben einen Einfluß auf die Qualität der Spule aus, sondern auch die Elemente der vorgelagerten Verfahrensschritte. Ein unrunder Wickelträger ($M\,2$) läßt keine automatengerechte Wicklung zu. Sekundärwicklungen als Wickelträger vermindern möglicherweise die Anwendung schnellaufender Wickelautomaten. In gleicher Weise wirkt *VS 3* auf die weiteren Verfahrensschritte ein. Nichteinhaltung der Windungszahl je Lage ($AM\,3$) erhöht den Außendurchmesser der Spule ($VS\,6$), es entsteht Ausschuß. Unexakte Lage der Randwindung, z. B. vorstehende Windungen, erhöhen die Feldstärke entlang der Wickelflanke erheblich und führen zur elektrischen Zerstörung. Daraus wird deutlich, daß tatsächlich alle Elemente der Systemmatrix am Arbeitsergebnis beteiligt sind.

Zusammengefaßt ist am Beispiel erkennbar: Hochproduktive Wickelautomaten ergeben nur mit automatengerechtem Draht,

einer automatengerechten Wicklungskonstruktion, Einhaltung der Lagerungsvorschriften für Draht, Lagenisolation und Wickelträger und mit speziellem Wissen der Wickler einwandfreie Feindraht-Zylinderspulen. Die Vernachlässigung einzelner Elemente oder aber auch Unkenntnis über deren Wirkung führen zu negativen Ergebnissen.

4. Technologische Forschung

Diese Verknüpfung der Verfahrensschritte mit den Produktivitätselementen macht den Inhalt der Technologie der energetischen Elektrotechnik aus. Die Systemmatrix zeigt den Systemcharakter der Wissenschaft Technologie, die als Technikwissenschaft eine ausgeprägte integrierende Funktion hat. Die Spalten der Matrix repräsentieren jede für sich ganz bestimmte Wissenszweige: Die Spalte M umfaßt die Werkstoffkunde im weitesten Sinne, beinhaltet also auch die Kenntnisse und Gesetzmäßigkeiten über die elektrischen Eigenschaften der Isolierstoffe und deren technologische Einsetzbarkeit. Die Forschung in den einzelnen Wissenszweigen muß also immer auch die Frage nach der technologischen Anwendbarkeit und den Einfluß der Technologie auf den Untersuchungsgegenstand mit beantworten. Am Beispiel des amorphen Magnetmaterials wurde bereits gezeigt, daß neben der Schaffung des neuen Materials und der Erforschung seiner Eigenschaften die übrigen Elemente (Verarbeitungseinrichtungen, Konstruktion, Organisation, Qualifikation) noch erforscht bzw. geschaffen werden müssen, um einen merklichen volkswirtschaftlichen Effekt zu erzielen.

Die technologische Forschung hat die Aufgabe, die Gesetzmäßigkeiten des Zusammenwirkens der Elemente in der Systemmatrix aufzudecken, zu verallgemeinern und damit anwendungsbereit zu formulieren. Die Summe dieser Gesetze ergibt die technologischen Grundverfahren der energetischen Elektrotechnik, deren Beherrschung eine Grundvoraussetzung für eine ständig steigende Arbeitsproduktivität und die Überleitung naturwissenschaftlicher Forschungsergebnisse in die Praxis ist.

5. Zusammenfassung

Durch die Technologie werden bei der Fertigung elektroenergetischer Erzeugnisse erhebliche volkswirtschaftliche Ergebnisse, wie Senkung des Arbeitszeit- und Materialaufwandes, möglich. Besonders gute Ergebnisse sind durch die gleichzeitige und aufeinander abgestimmte Einführung neuer Arbeitsmittel, Materialien, Konstruktionen und Organisationen bei zweckentsprechender Qualifikation möglich. Voraussetzung sind weiterhin die Beachtung des Systemcharakters der Technologie. Um auch künftig über die Technologie die Ergebnisse anderer Wissensgebiete, speziell die der Naturwissenschaften, produktionswirksam werden zu lassen, ist die technologische Forschung zur immer besseren Formulierung der technologischen Grundverfahren und deren allgemeingültige Anwendung zu forcieren. Diese Aufgabe steht vor den Hochschulen genauso wie vor der Industrie.

Literatur

[1] *Tzscheutschler, R.:* Zur Struktur der Technologie der energetischen Elektrotechnik. ELEKTRIE, Berlin 34 (1980) 6, S. 325 – 327

[2] TGL 21639. Fertigungsverfahren. Einteilung der Begriffe. Ausgabe Okt. 1965

[3] *Meißner, E.; Schenkel, H.:* Technologie des Maschinenbaus. Berlin: VEB Verlag Technik 1978

[4] *Oppitz, V.:* Tendenz der Aufwandsentwicklung in der Serienfertigung auf der Grundlage des Gesetzes der stetigen Steigerung der Arbeitsproduktivität, die Technik, Berlin 28 (1973) 11, S. 703 – 706

[5] *Oppitz, V.:* Anwendung der Aufwandsfunktion in der erzeugnisbezogenen Planung. die Technik, Berlin 29 (1984) 11, S. 688 – 691

[6] *Tzscheutschler, R.:* Zur Struktur der Technologie der energetischen Elektrotechnik. Wiss. Zeitschrift der TU Dresden. 30 (1981) 2/3, S. 157 – 160

EA 5401

Die Resistanz von Schraubverbindungen in Geräten der Elektroenergieübertragung und ihr Einfluß auf deren Strombelastbarkeit[1)]

H. Löbl, KDT; H. Böhme, KDT; Dresden

1. Problematik

Geschraubte Stromschienenverbindungen sind Quellen erhöhter Verlustleistung und Stellen hoher Temperatur in Geräten der Elektroenergieübertragung, wenn die Resistanz der Verbindung (durch die Fremdschicht- und Engeresistanz) wesentlich über der der Schiene gleicher Länge (Überlappungslänge) und gleichen Querschnitts liegt. Durch sie wird die Lebensdauer und die Strombelastbarkeit der Geräte entscheidend beeinflußt. An Aluminiumschraubverbindungen (Stromschienenabmessungen: 25 mm × 5 mm bis 40 mm × 10 mm) wird abhängig von der Anfangsresistanz der Verbindung unter Innenraumbedingungen bei ungefetteten Oberflächen (ohne Kontaktpaste) ihr Langzeitverhalten untersucht. Wie sich die Strombelastbarkeit der Geräte bei erhöhter Resistanz der Schraubverbindungen verändert, wird am Beispiel von Niederspannungsleistungsschaltern, die etwa 15 Jahre im Einsatz waren, demonstriert.

2. Modellvorstellungen zum Langzeitverhalten

Zur einheitlichen Bewertung der Resistanz von Schraubverbindungen wird ein Gütefaktor k_u verwendet [1], der sich aus der Resistanz der Verbindung R_v, gemessen über der Verbindungslänge (Überlappungslänge), bezogen auf die Resistanz der homogenen Schiene gleicher Länge R_{Sch}, berechnen läßt: $k_u = R_v/R_{Sch}$.
Der theoretisch kleinste Wert einer Verbindung gleicher Stromschienen beträgt $k_u = 0{,}5$ (Fremdschicht- und Engewiderstand $R_{FE} = 0\ \Omega$), wenn die Verbindungslänge größer als die vierfache Schienenstärke ist. Ein Gütefaktor von $k_u = 1$ bedeutet zum Beispiel, daß in der Verbindung keine höhere Verlustleistung erzeugt wird als in einer gleichlangen Schiene. Langzeituntersuchungen an Aluminiumschraubverbindungen mit Anfangsgütefaktoren $k_{uo} = 1{,}2 \cdots 2{,}8$ bei $t = 0$ (Bild 1) haben ergeben, daß im Zeitbereich $t < 1000$ h ein stärkeres Ansteigen der Resistanz zu verzeichnen ist als in der Folgezeit. Diese Erscheinung läßt sich mit einem Mehrpunktkontaktmodell [2] erklären. Im elektrischen Ersatzschaltbild werden die Vorgänge mit (mindestens) zwei parallelen Widerständen beschrieben, die ein unterschiedliches Widerstands-Zeit-Verhalten besitzen (Bild 2).
Aus den experimentell ermittelten Verläufen der Gütefaktoren $k_u = f(t)$ läßt sich aus der Beziehung

$$k_u(t) = \frac{\frac{1}{2} R_{\mathrm{Sch}} + \frac{R_{FE}^{*} \cdot R_{FE}^{**}}{R_{FE}^{*} + R_{FE}^{**}}}{R_{\mathrm{Sch}}}$$

(siehe Bild 2) der Anteil für R_{FE}** (resultierend aus kleinflächigen metallischen Berührungspunkten) bei konstantem R_{FE}* (resultierend aus großflächigen Berührungspunkten im mikroskopischen Bereich) ermitteln (Bild 3). Die Widerstandswerte nach Bild 3 ergeben sich aus dem Verlauf des Gütefaktors, beginnend bei $k_{uo} = 1{,}2$ (Bild 1) für die dort angegebene Stromschienenverbindung. Nach etwa 1000 h Belastungszeit hat die Resistanz R_{FE}** auf den Verlauf der Gesamtresistanz R_{FE} keinen Einfluß mehr. Das bedeutet, daß in dieser Zeit zwischen die mikroskopisch kleinen Berührungs-

Prof. Dr. sc. techn. *Helmut Böhme* ist Inhaber des Lehrstuhls Hochspannungsgeräte an der Sektion Elektrotechnik der TU Dresden. Dr.-Ing. *Helmut Löbl* ist wiss. Oberassistent am WB Hochspannungstechnik der Sektion Elektrotechnik der TU Dresden.

[1)] Vortrag zur 10. Wissenschaftlichen Konferenz der Sektion Elektrotechnik der TU Dresden vom 10. bis 12. Juli 1984

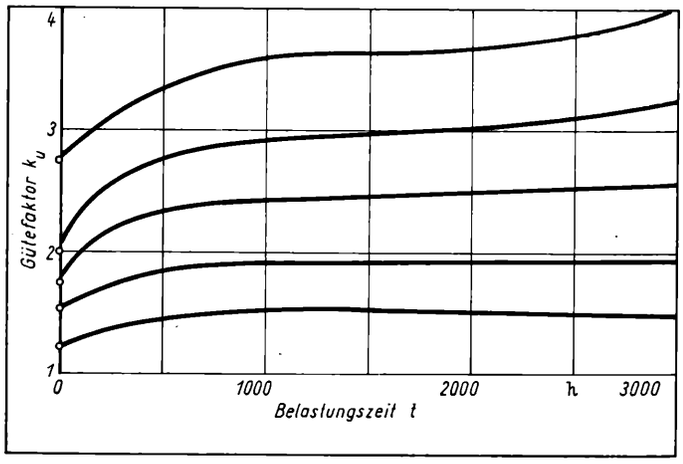


Bild 1. Verlauf des Gütefaktors (Schiene: 25 mm × 5 mm; Verbindungslänge: 30 mm; Anfangstemperatur 160 °C; Anfangskontaktkraft: 16 kV)

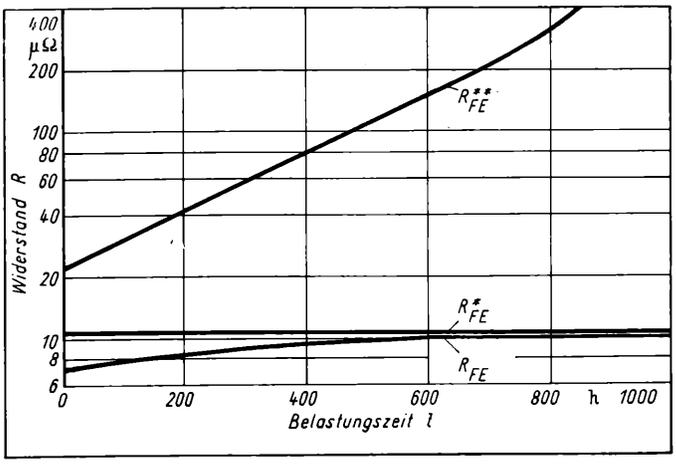


Bild 3. Verlauf des Fremdschicht- und Engewiderstandes – Zweipunktmodell –

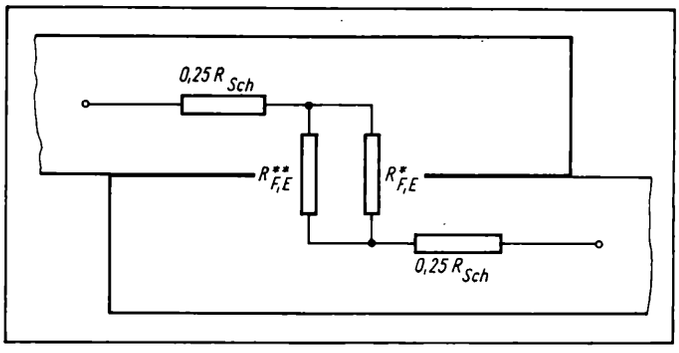


Bild 2. Ersatzschaltbild einer Stromschienenverschraubung

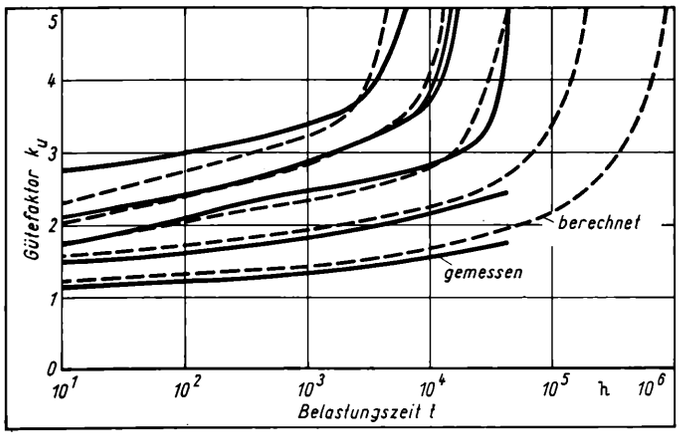


Bild 4. Verlauf des Gütefaktors (Parameter der Verbindung wie bei Bild 1)
····· berechnet, ——— gemessen

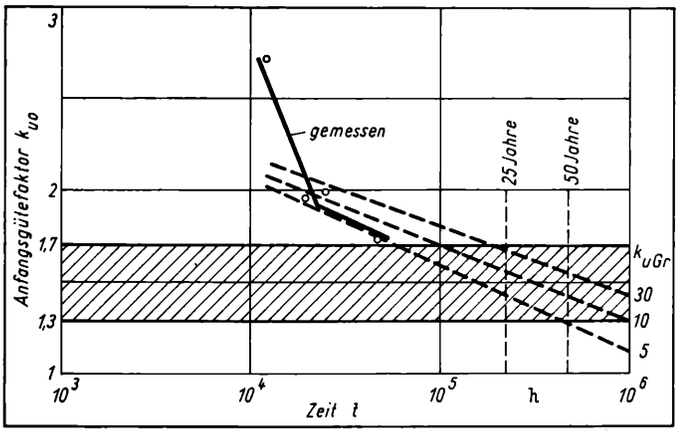


Bild 5. Lebensdauer der Verbindung, abhängig vom Anfangsgütefaktor k_{uo} bei einer Anfangstemperatur von 160 °C, ° Meßwerte

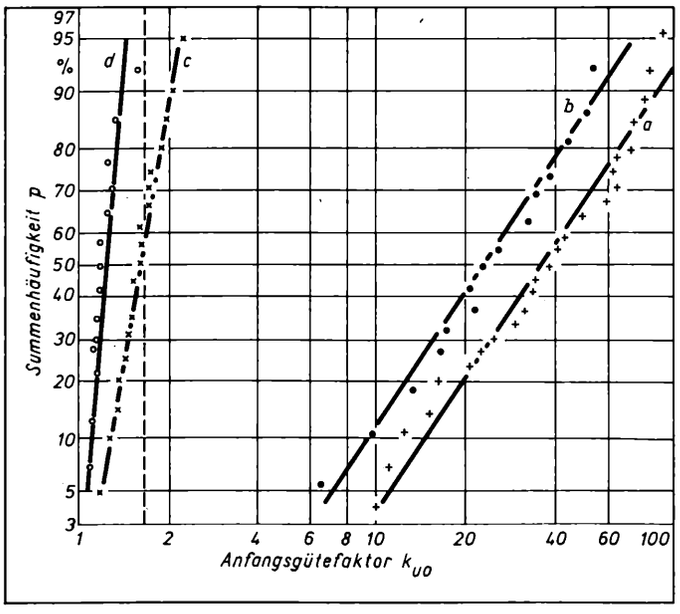


Bild 6. Einfluß der Oberflächenbehandlung auf den Anfangsgütefaktor k_{uo}
(Schienen: 40 mm × 10 mm; Überlappungslänge: 30 mm; Kontaktkraft: 16 kN)

a) ungereinigt

b) gereinigt und danach mit verschmutzter Hand berührt

c) gereinigt

d) gereinigt und mit Desoxpaste behandelt

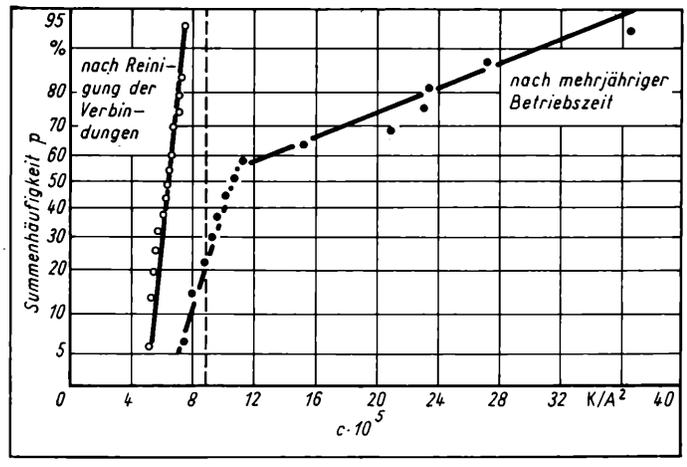


Bild 7. Belastbarkeit eines NS-Leistungsschalters (EM 1000) nach mehrjähriger Betriebszeit

punkte die Fremdschicht (z.B. Oxide und Chloride) vorgewachsen ist und sie damit nicht mehr an der Stromübertragung beteiligt sind. Untersuchungen zur Lebensdauer von Schraubverbindungen müssen deshalb weit über diesen ersten Zeitbereich hinausgehen (im Beispiel $t \gg 1000$ h).

3. Langzeitverhalten abhängig vom Anfangsgütefaktor k_{uo}

In den ersten 1000 h Belastungszeit stellt sich ein Gütefaktor k_u ein, der abhängig vom Anfangsgütefaktor k_{uo} über lange Zeit quasi konstant bleibt. Verbindungen mit einem Anfangsgütefaktor $k_{uo} = 2$ erreichen nach einer Belastungszeit (Dauerbelastung) von 16000 h einen Wert von $k_u = 10$. Die Resistanz der Verbindung erhöht sich in dieser Zeit von 20,2 $\mu\Omega$ auf 101 $\mu\Omega$. Verbindungen mit einem Anfangsgütefaktor $k_{uo} = 1{,}2$ erreichen nach dieser Zeit lediglich einen Wert von $k_u = 1{,}5$. Mit einer aus den vorliegenden Meßergebnissen ermittelten Approximationsfunktion wurde der Versuch unternommen, den Resistanzverlauf für Werte von $1{,}2 < k_{uo} < 2{,}3$ zu berechnen und zu extrapolieren (Bild 4). Daraus und bei Vorgabe von zulässigen Grenzwerten ($k_{uGr} = 5, 10, 30$) kann abgeschätzt werden, welchen Anfangsgütefaktor k_{uo} die Verbindung für eine vorgegebene Lebensdauer nicht überschreiten darf (Bild 5). Die notwendigen Anfangsgütefaktoren k_{uo} für eine Lebensdauer von z.B. 25 bis 50 Jahren, abhängig vom Grenzwert $k_{uGr} = 5 \cdots 30$ sind mit $k_{uo} = 1{,}3 \cdots 1{,}7$ sehr niedrig und nur bei sorgfältiger Erstmontage erreichbar (siehe Abschn. 4.).

4. Anfangsgütefaktor — Oberflächenbehandlung der Verbindung

Um Anfangsgütefaktoren $k_{uo} \approx 1$ bei geschraubten Aluminiumstromschienenverbindungen zu erreichen, sind eine sorgfältige Reinigung der Verbindungsoberflächen und eine Kontaktkraft von 20 kN bis 40 kN je Schraube (zu erreichen mit Schrauben M 10 und M 12, 8.8) erforderlich. Durch die Reinigung der Oberflächen (Entfernen von Schmutz und Fett mit Hilfe eines chemisch neutralen Lösungsmittels; Entfernen der Fremdschicht durch eine fettfreie, scharfe Drahtbürste mit etwa 30 Bürstenstrichen bei einer Druckkraft von etwa 50 N) wird der Fremdschichtwiderstand R_F wesentlich verringert. Außerdem wird auf der Verbindungsoberfläche eine Mikrogeometrie geschaffen, die bei der Verschraubung zu vielen elektrisch leitenden Verbindungen (Engewiderstand R_E wird verringert) führt (Bild 6). Bemerkenswert ist, daß eine Oberfläche, die nach der Reinigung mit verschmutzten Händen berührt wird, Gütefaktoren liefert, die sich nicht mehr signifikant von denen ungereinigter Oberflächen unterscheiden (Bild 6, Kurve *a* und *b*). Wird die Oberfläche nach der Reinigung mit der Kontaktpaste „Desox" (zinkhaltige Vaseline) behandelt, ergibt sich bei gleicher Kontaktkraft ein kleinerer Gütefaktor k_u.

5. Strombelastbarkeit — abhängig von der Resistanz der Verbindungen

Den Einfluß hoher Resistanzen bzw. Gütefaktoren von Verbindungen auf die Strombelastbarkeit der Geräte wurde z.B. an Niederspannungs-Leistungsschaltern (Typ EM 1000) untersucht. Aus der gemessenen Übertemperatur Θ (ermittelt an der die Grenztemperatur bestimmenden Stelle des Geräts) und dem Quadrat des Belastungsstromes I^2 wurde der Quotient $c = \Theta/I^2$ gebildet. Bei einer Grenzübertemperatur von $\Theta_{Gr} = 85$ K wird für das Schaltgerät ein Dauerstrom von 1000 A zugelassen. Daraus ergibt sich ein Grenzwert bei $c = 8{,}5 \cdot 10^{-5}$ kA^{-2}, der nicht überschritten werden darf. An Schaltern, die mehrere Jahre im Einsatz waren (etwa 15 Jahre), wurden Quotienten $c = 37 \cdot 10^{-5}$ kA^{-2} ermittelt (Bild 7, Kurve a), die wesentlich über dem zulässigen Grenzwert liegen. Betrachtet man den 95-%-Wert der mit der Normalverteilung statistisch ausgewerteten Meßergebnisse, so sind diese Schalter nur noch mit einem Dauerstrom von 480 A belastbar (etwa 23 % ihrer thermischen bzw. 48 % ihrer Strombelastbarkeit). Nur durch die Reinigung aller Verbindungen in der Strombahn (Bild 7, Kurve *b*), der Schalter konnte ihre Belastbarkeit wieder auf 1060 A erhöht werden (etwa 112 % ihrer thermischen bzw. 106 % seiner Strombelastbarkeit).

6. Zusammenfassung

Die Resistanz (bzw. der Gütefaktor) einer strombelasteten Schienenverbindung erhöht sich in 2 Etappen:

1. Anstieg innerhalb 1000 bis 2000 h auf Werte, die dann lange Zeit konstant bleiben können;
2. rascher Anstieg nach langen Zeiten (nach mehreren Jahren); d.h. Instabilität der Verbindung.

Die Lebensdauer (Zeit bis zum Instabilwerden der Verbindung) ist groß, wenn der Anfangsgütefaktor niedrig ist. Für 25 bis 50 Jahre Lebensdauer sind Anfangsgütefaktoren $k_{uo} = 1{,}7$ nötig und bei sorgfältiger Montage auch erreichbar.

Zur Versorgung elektronischer Baugruppen für die Meß- und Schutztechnik in Elektroenergiesystemen

W. Brendler, KDT, Dresden; J. Ermisch, KDT, Dresden; F. Hoppadietz, KDT, Berlin

Mitteilung aus der Sektion Elektrotechnik der TU Dresden

1. Anforderungen an die Hilfsenergiequelle

Die Funktionstüchtigkeit statischer Relais, nichtkonventioneller Meßwandler und rechnergestützter Meßwertverarbeitungseinrichtungen hängt primär vom Vorhandensein einer Hilfsenergiequelle ab, die unabhängig von dem zu übertragenden oder auszuwertenden Meßwert diese Geräte speist. Für statische Relais ist die Problematik bekannt. Entsprechende Lösungen liegen vor [1] [2].

Bis zum heutigen Zeitpunkt finden zur Meßwerterfassung fast ausschließlich klassische Meßwandler Verwendung, die neben der Bereitstellung des transformatorisch übertragenen Meßwertes auch in der Lage sind, nachgeschalteten Gliedern zur Meßwertverarbeitung (Instrumente, Relais, Schalter) den Energiebedarf für die Betätigungsorgane zur Verfügung zu stellen. Moderne Meßwertverarbeitungseinrichtungen benötigen weit weniger Leistung aus dem Meßkreis, müssen aber zusätzlich von einer Hilfsenergiequelle gespeist werden. Der geringe Meßleistungsbedarf macht es aber möglich, den Meßwandler leistungsarm zu dimensionieren, was eine nicht zu unterschätzende Einsparung an hochwertigen Rohstoffen mit sich bringt, oder nichtkonventionelle Meßwandler mit einer leistungsarmen bzw. leistungslosen Meßwertübertragung einzusetzen [3]. Nichtkonventionelle Meßwandler benötigen wiederum eine Hilfsenergiequelle.

Es wurde außerdem bereits vorgeschlagen, Meßwerte am Meßort, d.h. in der Nähe des Wandlers, auszuwerten und diese Größen dann für eine Weiterverarbeitung zur Meßwarte zu übertragen. Die Auswertung kann mit speziellen Rechnern erfolgen; für die Meßwertübertragung bietet sich der Einsatz von Lichtleitern an. Sowohl die Geräte der „Vor-Ort-Technik" (Analog-Digital-Umsetzer, Multiplexer, Rechner) als auch die Meßwertübertragungsstrecke haben einen nicht zu unterschätzenden Bedarf an Hilfsenergie.

Prinzipiell lassen sich die bekannten Verfahren zur Hilfsenergiebereitstellung statischer Relais auch für die Speisung neuer Wandler und neuer Meßwertverarbeitungssysteme anwenden, allerdings unter Beachtung folgender Gegebenheiten:

1. Die Hilfsenergie muß von der Warte zum Einbauort des Wandlers oder der vorgelagerten Geräte für die Meßwertverarbeitung (Schaltfeld) übertragen werden.

Prof. Dr.-Ing. habil. *Werner Brendler* ist Bereichsleiter des Wissenschaftsbereiches Elektrische Maschinen der Sektion Elektrotechnik der Technischen Universität Dresden. Dr.-Ing. *Jochen Ermisch* ist wissenschaftlicher Oberassistent im gleichen Bereich. Dr.-Ing. *Frieder Hoppadietz* ist Laborleiter im VEB Transformatorenwerk Berlin.

Die Arbeiten wurden im Auftrage der Kooperationsgemeinschaft ELTRA durchgeführt.

Literatur

[1] *Bojčenko, B. I.; Dzekcer, N. N.:* Kontaktnye soedinenija tokovedušich šin. Moskau: Verlag Energija 1978

[2] *Philippow, E.:* Taschenbuch Elektrotechnik Bd. 5. Berlin: VEB Verlag Technik 1980

EA 5377

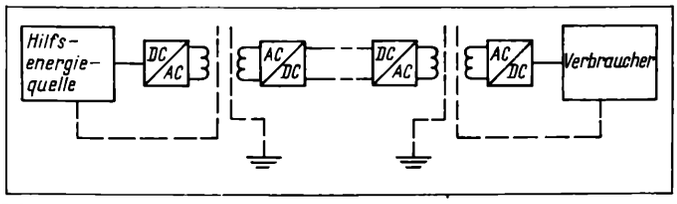


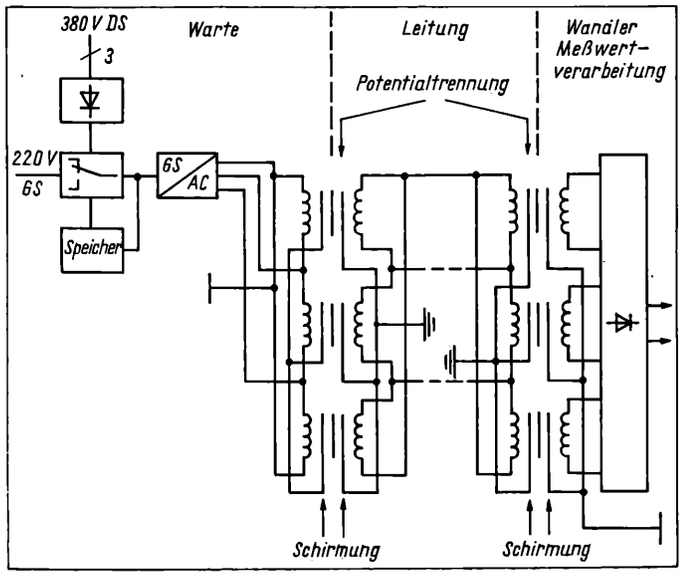
Bild 1. Gebräuchliche Variante zur Hilfsenergieübertragung

2. Bei bestimmten Konzepten muß die Hilfsenergie über z. T. nichtelektrische Übertragungsmedien zum Hochspannungspotential übertragen werden [4].
3. Bei nichtkonventionellen Meßwandlern muß die Hilfsenergiequelle neben dem Eigenbedarf des Wandlers und der Bürdenleistung auch die Übertragungsverluste der Meßleitung und der Zuleitung für die Hilfsenergie decken. Dies gilt sinngemäß auch für Meßwertübertragungsstrecken.
4. Die Hilfsenergie-Einspeisung wird auf der Distanz Warte-Schaltfeld durch elektromagnetische Störfelder beeinflußt.
5. Die Prüfspannung Hilfsenergieeingang gegen Wandlererde muß mindestens so groß sein wie die Prüfspannung Signalausgang gegen Wandlererde.
6. Die Hilfsenergie muß vor dem Zuschalten des jeweiligen Netzes am Wandler und an den Geräten zur Meßwertverarbeitung anliegen und muß während Störungen über Pufferspeicher die Wandler noch eine bestimmte Zeit speisen.

2. Die Übertragung der Hilfsenergie von einer zentralen Hilfsenergiequelle zum Schaltfeld

Die Möglichkeit der Störbeeinflussung der Hilfsenergiezuleitung wurde bei einigen Konzepten berücksichtigt und Möglichkeiten der Störspannungsunterdrückung angegeben [5] [6]. Generell ist die störsichere Übertragung der Meßwerte auf der Distanz Wandler — Warte nur so gut, wie die störsichere Hilfsenergieeinspeisung. Aufwendige optische Meßwertübertragungsstrecken verlieren ihren Sinn, wenn durch die Hilfsenergiezuleitungen zum Wandler Gleichtaktstörungen sowohl in den Wandler als auch in das weiterverarbeitende System eingekoppelt werden und den Meßwert verfälschen. Notwendig dürften deshalb bei langen Hilfsenergieleitungen zwei Potentialtrennstrecken, die zugleich eine hohe Gleichtaktunterdrückung gewährleisten, sein. Beim Einsatz nichtkonventioneller Wandler im Mittelspannungsgebiet mit enger räumlicher Zuordnung des Wandlers zur Hilfsenergie können Vereinfachungen getroffen werden.
Charakteristisch bei einigen bekannten Lösungen ist die Hilfsenergieübertragung mittels Gleichspannung und Einsatz eines Gleichspannungs-Gleichspannungswandlers, ggf. in Form eines Schaltreglers, mit Übertrager in Schutzschirmtechnik, analog der Verfahrensweise in der Fernwirk- bzw. Fernmeßtechnik (Bild 1).

Bild 2. Vorgeschlagene Variante zur Hilfsenergieübertragung mit mittelfrequentem Drehstrom



Neben den Vorteilen
- Potentialtrennung mit kleinen Transformatoren
- leichte Störspannungsunterdrückung mittels Filter
- einfache Energiespeicherung mittels Kondensatoren bzw. Batterien

sind die Nachteile
- aufwendiger Gleichspannungs/Gleichspannungswandler (vor allem für große Leistungen)
- relativ großer elektronischer Aufwand am Wandlerort
- Möglichkeit der Störbeeinflussung des Wandlers durch die Schaltfrequenz des Umrichters

für den serienmäßigen Einsatz gravierend.
Für die Hilfsenergieversorgung von Wandlern sollte folgender Vorschlag in Erwägung gezogen werden:
- In der Warte befindet sich ein zentraler Umrichter, der aus der jeweiligen Hilfsspannungsebene (z. B. Stationsbatterien) eine mittelfrequente Drehstromspannung erzeugt.
- Die Verwendung von mittelfrequenten Spannungen (400 Hz bis 1 kHz) gestattet den Einsatz von kleinen Transformatoren zur Potentialtrennung und mit guten Eigenschaften zur Störunterdrückung durch Schutzschirmtechnik und durch Filtereigenschaften des Mittelfrequenzübertragers.
- Die Verwendung von Drehstrom ermöglicht eine einfache und zuverlässige (elektrolytkondensatorfreie) Bereitstellung der erforderlichen Gleichspannungsebenen im Wandler.
- Der Aufwand für einen zentralen Umrichter in der Warte ist wesentlich geringer, als der Einsatz einer Vielzahl kleiner Umrichter vor Ort, ganz abgesehen von Wartungsproblemen.
- Durch Vermaschung mehrerer Einspeisenetze für die Wandler, dem Wandler nachgeschaltete „Vor-Ort-Technik" bei modernen rechnerkontrollierten Systemen mit Teilauswertung des Meßwertes im Feld und der Sekundärtechnik lassen sich einfache und zuverlässige Hilfsenergiesysteme nach diesem Konzept verwirklichen (Bild 2).

3. Erzeugung von Hilfsenergie im Schaltfeld, vor Ort

Für die Versorgung von unmittelbar im Schaltfeld eingesetzten elektronischen Baugruppen mit Anschlußleistungen unter 50 VA bietet sich an, den Sekundärausgang von konventionellen Spannungswandlern zu nutzen. Dies ist möglich, sowohl bei induktiven als auch bei kapazitiven, in Resonanzschaltung arbeitenden Spannungswandlern [7]. Nichtkonventionelle Spannungswandler, bei denen die Meßgröße aus einem kapazitiven Teiler gewonnen wird, sind normalerweise nicht geeignet, da die Last das Teilerverhältnis stört, somit Fehler nach Betrag und Phasenlage bei der Meßwertabbildung auslöst. Das Teilerverhältnis und auch die Phasenlage bleiben jedoch bei einer in [8] beschriebenen Schaltungsmodifikation (Bild 3) erhalten.
In den Verbindungspunkt des Oberspannungskondensators C_1 und des Unterspannungskondensators C_2 wird ein Transformator T eingeschaltet.
Für das Teilerverhältnis gilt:

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{U_{W_2} + U_{C_2}}{U_{C_1} + U_{W_1} + U_{W_2} + U_{C_2}}. \tag{1}$$

Die Spannungen über der Primärwicklung sind von der Belastung des Trafos durch R abhängig.

$$U_{W_1} = \frac{W_1}{W_3} I_3 R = \frac{W_1}{W_3} \frac{W_1 + W_2}{W_3} I_1 R = \frac{W_1}{W_3} I_1 R \ddot{U} \tag{2}$$

$$U_{W_2} = \frac{W_1}{W_3} I_3 R = \frac{W_2}{W_3} I_1 R \cdot \ddot{U} \tag{3}$$

Gl. (2) und Gl. (3) in Gl. (1) eingesetzt ergibt

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{R \frac{W_2}{W_3} \ddot{U} + \frac{1}{j \omega C_2}}{R \ddot{U}^2 + \frac{C_1 + C_2}{j \omega C_1 C_2}}. \tag{4}$$

Für das Verhältnis

$$\frac{C_1 + C_2}{C_1} = \frac{W_1 + W_2}{W_2} \tag{5}$$

ist die Spannung U_2 der Spannung U_1 unabhängig von der Größe der Belastung der Sekundärwicklung W_3 des Transformators T

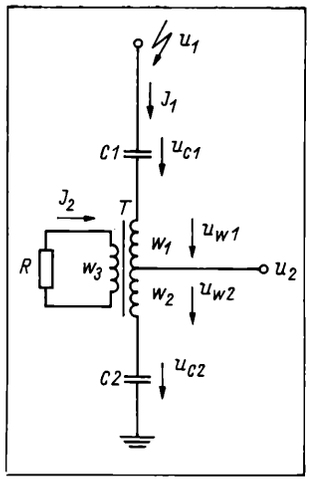


Bild 3. Gewinnung von Hilfsenergie an einem durch den Meßkreis nicht belasteten kapazitiven Teiler

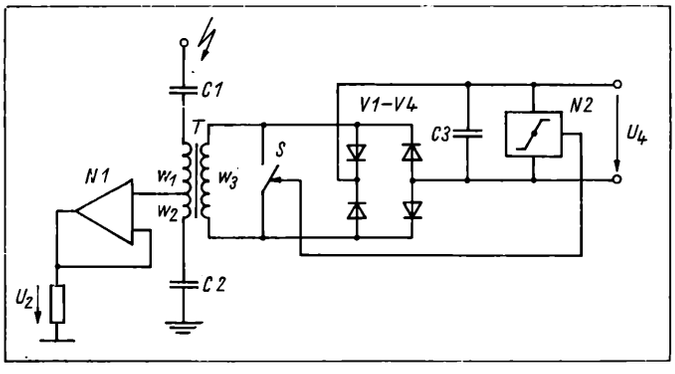


Bild 4. Prinzipschaltung für die Bereitstellung der Hilfsenergie für einen nichtkonventionellen kapazitiven Spannungswandler

proportional. Anstelle eines speziellen kapazitiven Spannungsteilers kann auch die tan δ-Folie von Stromwandlern oder von Durchführungen genutzt werden, welche den Kondensator C_1 bildet. Die Nutzung der tan δ-Folie eines 110-kV-Wandlers gestattet die Bereitstellung einer Leistung von etwa 20 W am Widerstand R. Um eine stabile Spannung zur Speisung der elektronischen Baugruppen zu erhalten, wird an Stelle von R ein Schaltregler an die Wicklung W_3 angeschaltet (Bild 4).

Die Sekundärspannung wird gleichgerichtet ($V_1 - V_4$) und lädt den Kondensator C_3. Übersteigt die Spannung über C_3 den Triggerpegel des Triggers $N2$, wird der Schalter S geschlossen. Ist die Spannung über C_3 durch die Belastung des Hilfsspannungsanschlusses U_H unter dem unteren Triggerpogel des Triggers $N2$ abgesunken, so wird S geöffnet und der Kondensator C_3 nachgeladen. Bei der Dimensionierung gemäß Gl. (5) ist die Spannung am Ausgang des Verstärkers $N1$, welcher an den Hilfsspannungsanschluß U_H angeschlossen ist, unabhängig von der Belastung der Wicklung W_3.

Neben der Speisung des eigentlichen nichtkonventionellen Spannungswandlers kann diese Hilfsenergiequelle in Verbindung mit der unter 2.) beschriebenen Hilfsenergieübertragungseinrichtung zur Deckung des Hilfsenergiebedarfs folgender Geräte herangezogen werden:

- nichtkonventionelle Stromwandler, z. B. Brückenwandler
- Analog-Digital-Umsetzer
- Mikrorechner für die vorgelagerten Meßwertverarbeitungseinrichtungen
- Ladeeinrichtungen für Pufferbatterien
- Einfache Kontroll- und Überwachungsinstrumente auch in der Mittelspannungsebene.

4. Zusammenfassung

Bei den bekannten Veröffentlichungen über neue Wandler und Schutzsysteme ist die Hilfsenergiebereitstellung nicht oder nur am Rande erwähnt. Gerade ist aber die Bereitstellung einer sicheren, nicht gestörten Hilfsenergie Problem Nr. 1 bei allen neuen Meßwerterfassungs- und Verarbeitungssystemen der Energieversorgung. Erfahrungsgemäß werden über simple Hilfsenergieversorgungsschaltungen Störungen in die Meßwertverarbeitung eingeschleppt, die dann nur mit einem außerordentlichen Hardware-Aufwand zu eliminieren sind. Zu dieser Problematik sind noch systematische Untersuchungen erforderlich, um nicht beim ersten Großversuch mit nichtkonventionellen Wandlern mit evtl. nachgeschalteter rechnergestützter Meßwertverarbeitung oder neuen Konzeptionen der Sekundärtechnik an einer nicht ausgereiften Hilfsenergiekonzeption zu scheitern.

Die vorgestellten Anordnungen sollen Anregung, nicht aber fertiges Konzept sein. Im Interesse einer optimalen Hilfsenergieversorgung sollte unbedingt von der klassischen Schaltungsphilosophie *Wandler = Leistungsquelle* abgewichen und nach einer leistungsarmen Meßwerterfassung und -übertragung dezentral die Meßleistung den Bürden durch den Bürden zugeordneten Verstärkern zur Verfügung gestellt werden, damit nicht die Vorteile einer leistungsarmen Technik durch die Notwendigkeit einer leistungsstarken Hilfsenergiequelle und einer leistungsstarken Hilfsenergieübertragung von der Warte zum Meßort zunichte gemacht werden.

Literatur

[1] *Clemens, H.; Rothe, K.:* Relaisschutztechnik in Elektroenergiesystemen. Berlin: VEB Verlag Technik 1980

[2] *Parmella, R.:* Power supperlies for solid state protection relays Conference publication Nr. 152 IEE „Developments in power systems protection". London, 11. 3. bis 13. 3. 1975

[3] *Brendler, W.; Ermisch, J.:* Elektronische Verstärker in neuartigen Stromwandlern für das Elektroenergiesystem. Wiss. Zeitschrift Techn. Universität Dresden 30 (1981) 3, S. 309 – 315

[4] *Ermisch, J.:* Der Traser-Wandler- ein nichtkonventioneller Stromwandler. ELEKTRIE, Berlin 28 (1974) 12, S. 633

[5] *Mouton, L.;* u. a.: Non Conventional current and voltage transformers CIGRE study comitee No. 34 (protection). International conference on large high voltage Elektric systems

[6] *Sarquiz, Ph.; Soullard, M.:* Les Capteurs de Measure. Bulletin Scientifique A. I. M. 86 (1973) 3, S. 169 – 178

[7] *Kunckel, K. H.:* Das stationäre Betriebsverhalten kapazitiver Spannungsteiler in Resonanzschaltung. Wiss. Zeitschrift. Techn. Univers. Dresden 24 (1975) 1, S. 167 – 174

EA 5378

Soeben erschienen im VEB Verlag Technik

Grundlagen der elektrischen Antriebstechnik mit Berechnungsbeispielen

Von *J. Vogel* u. a. Berlin: VEB Verlag Technik, 3., bearbeitete Auflage 1983. Hochschullehrbuch. 404 Seiten, 274 Bilder, 51 Tafeln, Kunstleder 25,50 Mark.

Bestell-Nr. 553 065 4

Das Lehrbuch ist für die Ausbildung von Elektroingenieuren im Fach „Elektrische Antriebe" an Hoch- und Fachschulen sowie von Maschinenbauingenieuren verschiedener Fachrichtungen konzipiert und hat sich bisher ausgezeichnet bewährt. An nunmehr über 100 Berechnungsbeispielen wird die Anwendung der gesetzmäßigen Zusammenhänge auf die Praxis demonstriert, und es werden die vom Ingenieur zu treffenden Entscheidungen nach technisch-ökonomischen Zielsetzungen verdeutlicht. Neben den Gebieten der Elektrotechnik und Elektronik werden auch Fragen der Steuerungs- und Regelungstechnik berührt. Verschiedentlich wird auf Grundkenntnisse über die anzutreibenden Arbeitsmaschinen wie auch über den Prozeßablauf selbst zurückgegriffen.

Der inhaltliche Aufbau ist nach methodischen Ausbildungsgesichtspunkten gestaltet. Wie es sich auch bei der Lösung praktischer Aufgaben bewährt hat, wird in der Reihenfolge — Ermittlung der Anforderungen aus dem technologischen Prozeß — Bestimmung der Anlagenstruktur — Auswahl und Dimensionierung der Anlage — vorgegangen. Bei der Stoffauswahl wurden die bei der Ausbildung von Studenten verschiedener Disziplinen und die aus der Zusammenarbeit mit der Anwenderindustrie gesammelten Erfahrungen mit einbezogen.

Die Bearbeitung für die dritte Auflage führte zu einer inhaltlichen Aktualisierung und Erweiterung des Stoffes gemäß neuen wissenschaftlich-technischen Erkenntnissen und Anregungen von Nutzern des Lehrbuches. Sie betreffen u. a. die Dynamik der Drehstrommaschinen, die Optimierung von Antriebssystemen, die Kupplungen, Netzrückwirkungen und Einsatzmöglichkeiten der Mikroelektronik für die Steuerung und Regelung elektrischer Antriebe.

Die Redaktion

Betriebsprobleme des Energieversorgungsnetzes der Syrischen Arabischen Republik

A. Hamzeh, Damaskus

1. Spannungsebenen

Die gegenwärtigen Spannungsebenen des syrischen Energieversorgungsnetzes betragen

- 230 kV für das übergeordnete Übertragungsnetz zwischen den weit auseinander liegenden Erzeuger- und Verbraucherzentren
- 66 kV für das untergeordnete Übertragungsnetz zwischen den zentralen 230 kV Umspannwerken und den Verbraucherzentren
- 20 kV für das örtliche Verteilungsnetz
- 0,4 kV für die Einspeisung der Abnehmer.

Mit dem Aufbau eines überlagerten 400-kV-Netzes ist 1983 begonnen worden. Dieses Netz wird als Ringleitung mit einer Querverbindung sowie einem Stich in den Süden der SAR aufgebaut. Der internationale Verbundbetrieb ist mit der Türkei und dem Irak über je eine 400-kV-Leitung geplant. Der Energieaustausch mit Libanon und Jordanien wird über 230-kV-Leitungen erfolgen.

2. Entwicklung der Elektroenergieerzeugung der SAR von 1970 bis 1983

Die installierte Kraftwerksleistung von 2063 MW (1983) teilt sich auf die Primärenergieträger auf

- Dampf etwa 43% (Ölkraftwerke z.B. Quittine, 186 MW; Maharda, 284 MW; Banias, 340 MW; Hama, 284 MW)
- Wasser etwa 41% (Euphrat-Kraftwerk bei Al Thaura, 800 MW)
- Gas etwa 14% (kleine Kraftwerke mit 19,8 MW)
- Diesel etwa 2%.

Die stürmische Entwicklung der Elektrifizierung der SAR nach der sozialistischen Revolution im Jahre 1970 wird deutlich an der nahezu Verzehnfachung der Jahresspitzenleistung (Tafel 1) und der jährlich verbrauchten Elektroenergie (Tafel 2).

Tafel 1. Entwicklung der Jahresspitzenleistung der SAR

Jahr	1970	1975	1980	1981	1982	1983
Jahresspitze MW	143	243	767	876	1090	1250
Anstieg gegenüber Vorjahr %				14,2	24,4	14,7

Tafel 2. Entwicklung der jährlich verbrauchten Elektroenergie der SAR

Jahr	1970	1975	1980	1981	1982	1983
Verbrauch GWh	670	1210	3697	4453	5451	6300
Anstieg gegenüber Vorjahr %				20,4	22,4	15,6

Im Herbst 1983 ist ein zentrales Programm zur Einsparung von Elektroenergie angelaufen. Erste Erfolge zeigen sich in den geringen Zuwachsraten der Jahresspitze und der verbrauchten Energie 1983 gegenüber 1982. Die Wiedereinführung der Sommerzeit führte zu einer täglichen Energieeinsparung von etwa 5%. 1970 waren nur 59% der damaligen Haushalte an das staatliche Energieversorgungsnetz angeschlossen. Ende 1982 wurden bereits 83% der Haushalte versorgt. Allein der Zuwachs für 1982 betrug 145000 Haushalte, das entspricht etwa 8,5% der gegenwärtigen Haushalte. 1986 soll das Landeselektrifizierungsprogramm abgeschlossen sein, so daß dann alle Haushalte mit Elektroenergie versorgt werden. Der Elektroenergieverbrauch pro Kopf der Bevölkerung hat sich von 1970 bis 1982 mehr als vervierfacht (Tafel 3).

Dr.-Ing. *Ali Hamzeh* ist Professor an der Universität Damaskus, Fakultät für Maschinenbau und Elektrotechnik, Sektion Elektrotechnik.

Tafel 3. Entwicklung des Pro-Kopf-Verbrauchs an Elektroenergie

Jahr	1970	1975	1980	1981	1982
Pro-Kopf-Verbrauch kWh/Einwohner	124	182	417	473	538
Anstieg gegenüber Vorjahr %				13,4	13,7

Die enormen Investitionen der SAR bei der Elektrifizierung werden noch deutlicher, wenn man berücksichtigt, daß sich die Bevölkerung zwischen 1970 und 1982 nahezu verdoppelt hat. Dadurch ist der Anstieg des Pro-Kopf-Verbrauchs an Elektroenergie nur etwa halb so groß wie der Anstieg des Gesamtverbrauchs.

3. Verbrauch an Elektroenergie in der SAR

Der Verbrauch an Elektroenergie gliedert sich auf in (1982):

- 32% Antriebe der Industrie- und Handwerksbetriebe
- 34% Beleuchtung, Heizung und Kühlung
- 4% Eigenverbrauch der Kraftwerke
- 30% Energieverluste.

Der Tagesbelastungsgang der SAR besitzt eine geringe Spitze am Morgen und eine große und sehr breite Spitze am Abend (Bild 1). Der Verlauf der Belastungskennlinie wird im wesentlichen noch vom Energiebedarf für Beleuchtungszwecke bestimmt. Dadurch unterscheiden sich die täglichen Belastungskennlinien kaum hinsichtlich ihres Verlaufs an einem Arbeitstag und dem arbeitsfreien Freitag, sondern nur hinsichtlich ihres Betrages.
Die Grundlast wird im wesentlichen von den Dampfkraftwerken (Maharda, Hama, Banias und Quittine) und die Spitzenlast vom Wasserkraftwerk am Euphrat gedeckt.
Für die Arbeitstage vom Sonnabend bis Donnerstag ist der tägliche Verbrauch an Elektroenergie nahezu konstant. Nur am arbeitsfreien Freitag ist der Verbrauch geringer, er ist jedoch von 1976 mit etwa 84% bis 1982 mit etwa 89% ständig angestiegen.
Während im Jahre 1975 der monatliche Elektroenergieverbrauch über das ganze Jahr nahezu konstant war, hat sich in den folgenden Jahren diese Kennlinie entscheidend geändert. Der Energiebedarf ist jetzt im Sommer und im Winter bedeutend größer als im Frühjahr und im Herbst. Ursache ist die verstärkte Anwendung von Klimaanlagen im Sommer und die Verwendung der Elektroenergie für Heizzwecke im Winter infolge der starken Verteuerung des Heizöls. Der Monat mit der größten Belastung ist der Dezember.

4. Leistungsbilanz von 1975 bis 1992

Im Bild 2 werden die installierte Kraftwerksleistung, die fahrbare Leistung, die verfügbare Leistung sowie die Spitzenleistung dargestellt. Dabei wird deutlich, daß zwischen 1985 und 1987 der Bedarf größer sein wird als die erzeugte Leistung. Deshalb müssen die Maßnahmen zur Energieeinsparung noch intensiviert werden. Planmäßige kurzzeitige örtlich begrenzte Energieabschaltungen werden notwendig sein.

5. Einige Probleme des Netzbetriebes

In der Tafel 4 wird die Entwicklung der Verluste, bezogen auf die Gesamterzeugung, dargestellt.
Die Verluste der 230-kV-Leitungen des syrischen Netzes sind verglichen mit dem Weltmaßstab hoch, da die Entfernungen zwischen den Kraftwerken und den Verbraucherzentren groß sind. Im Süden der SAR gibt es keine Kraftwerke (Primärenergie im Norden konzentriert), jedoch wird gerade dort ein Drittel der Elektroenergie verbraucht. Ungewöhnlich ist auch, daß 7,6% der erzeugten Energie als unbefugte Energieentnahme ausgewiesen werden müssen. Durch Leistungsflußberechnungen wurde festgestellt, daß infolge nicht vorhandener ausreichender Blindleistungsregelung große

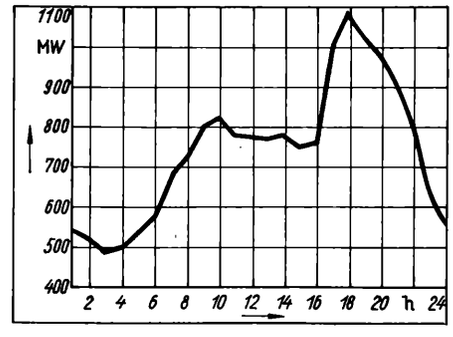


Bild 1
Tagesbelastungsgang

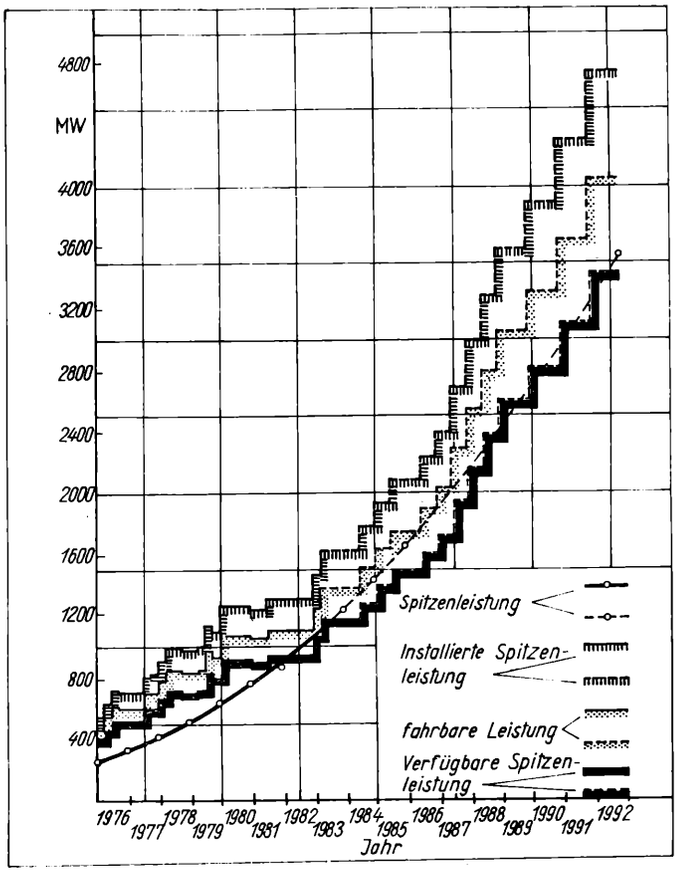


Bild 2. Leistungsbilanz von 1975 bis 1992

Tafel 4. Entwicklung der Energieverluste, bezogen auf die Gesamterzeugung

Jahr	1979	1980	1981	1982
$\frac{\text{Verluste}}{\text{Erzeugung}} \times 100\,\%$	10	23,8	25,6	29,6
Im Jahr 1982 teilen sich die Verluste folgendermaßen auf:				
230-kV-Leitungen	3 %			
230/66-kV-Umspannwerke	1 %			
66-kV-Leitungen	3,5 %			
66/20-kV-Umspannwerke	1 %			
20-kV-Leitungen	4 %			
20/04-kV-Umspannwerke	1,5 %			
0,4-kV-Leitungen	6 %			
Zählerfehler	2 %			
unbefugte Stromentnahme	7,6 %			

Tafel 5. Maximale ein- und dreipolige Kurzschlußströme (errechnete Werte)

Jahr	Leistung S_k/MVA	maximaler Kurzschlußstrom I_k/kA einpolig	dreipolig	Bezugspunkt
1986	4951	14,83	13	Al Thaura
1990	7888	23,21	21	Banias

Spannungsabsenkungen auftreten. Die Netzstabilität wurde bisher nicht eingehend untersucht. Jedoch lieferte die Leistungsflußberechnung große Unterschiede der Spannungswinkel zwischen den Erzeugerschwerpunkten (Euphratstaudamm) im Norden und den Verbraucherzentren (Damaskus) im Süden. Wird als Basis das Ölkraftwerk Quittine nahe Homs in Mittelsyrien angenommen, so betragen die Spannungswinkel:

Südsyrien	-13 bis $-15°$
Euphorat-Wasserkraftwerk bei Al Thaura	$+3°$
Ölkraftwerk Maharda (Nähe Homs, Mittelsyrien)	$+10°$.

Eine große Winkelabweichung von bis zu 25° kann zu einer Instabilität des Netzes führen.

Unter Annahme einer anstehenden Kurzschlußleistung in den 400-kV-Umspannwerken von 4951 MVA für 1986 (in Al Thaura) und 7888 MVA für 1990 (in Banias) wurden die maximalen ein- und dreipoligen Kurzschlußströme berechnet (Tafel 5). Weiterhin wurde angenommen, daß die Spannungen an den Generatorklemmen für die Kraftwerke Banias und Al Thaura 1,1 p.u., für Maharda 1,09 p.u. und für die örtlich verteilten kleineren Kraftwerke 1 p.u. betragen.

Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) – Kenngrößen, Sicherung und Prüfung[1)]

E. Habiger, KDT, Dresden

Der niedrige Energiepegel moderner elektronischer Elemente, die gestiegene Funktionsdichte bei den informationsverarbeitenden Einrichtungen (PC-, PMC-, CNC- u.a. Mikrorechnerautomatisierungssysteme) sowie die durch den Trend zur Dezentralisierung der Informationsverarbeitung begünstigte immer engere Vernetzung informationselektronischer und leistungselektrischer Komponenten haben bei gleichgebliebenem Störvermögen natürlicher Störquellen (Blitzentladungen und elektrostatische Körperentladungen) jedoch ständig gestiegener elektromagnetischer Aggressivierung der technischen Umwelt (höhere Kurzschlußstromstärken, größere Oberwellenbelastung der Netze, dichtere Belegung des Territoriums mit störwirksamen Aggregaten) sowie infolge der forcierten Bedrohung durch den nuklearen elektromagnetischen Puls (NEMP, [1] bis [3]) dazu geführt, daß die Frage der elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV) insbesondere bei den elektronischen Betriebsmitteln weltweit in den Blickpunkt des allgemeinen Interesses gerückt ist. Das dokumentiert sich u.a. in der progressiv steigenden Zahl von Veröffentlichungen zu diesem Problemkreis, in der Herausgabe von Zeitschriften und anderer Periodica, die ausschließlich zu Fragen der elektromagnetischen Verträglichkeit publizieren [4] [5], in der turnusmäßigen Durchführung stark besuchter EMV-Symposien [6] [7], in der Konstituierung entsprechender Arbeitsgruppen im Rahmen nationaler und internationaler Gremien, wie z. B. die Arbeitsgruppen WG1 bis WG7 des Technischen Komitees TC 77 der IEC und der zahlreichen Arbeitskreise des Komitees 763 der Deutschen Elektrotechnischen Kommission (DKE) [8] sowie im Erscheinen von Standardentwürfen und Standards, wie z.B. [9] bis [12] zu den Belangen der EMV.

1. EMV-Kenngrößen

Ausgehend von der international eingeführten Definition [9] [12]

Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV):

Fähigkeit einer elektrischen Einrichtung in ihrer elektromagnetischen Umgebung zufriedenstellend zu funktionieren und dabei diese Umgebung, zu der auch andere Einrichtungen gehören, nicht unzulässig zu beeinflussen.

repräsentiert sie sich für technische Systeme als eine Qualitätseigenschaft, die im wesentlichen durch drei Kenngrößen charakterisiert werden kann, und zwar durch

Prof. Dr.-Ing. habil. *Ernst Habiger* ist Mitarbeiter im Bereich Automatisierungstechnik an der Sektion Elektrotechnik der TU Dresden.

[1)] Einführung zum Rundtischgespräch „Elektromagnetische Verträglichkeit" auf der 10. Wiss. Konferenz der Sektion Elektrotechnik der TU Dresden vom 10. bis 12. 07. 1984. Gegenstand des Rundtischgesprächs ist ein Erfahrungsaustausch zu den im folgenden angesprochenen Themen.

6. Schlußfolgerungen

Für das syrische Netz sind unbedingt folgende Untersuchungen notwendig:

- eingehende Projektierung des 400-kV-Netzes
- prognostische Stabilitätsberechnung für das Netz bis zum Jahre 2000
- genaue Berechnung des geplanten Verbundbetriebes der SAR mit der Türkei und dem Irak
- Blindleistungskompensation zur Verbesserung des Leistungsfaktors (cos φ) in den verschiedenen Netzknoten.

EA 5426

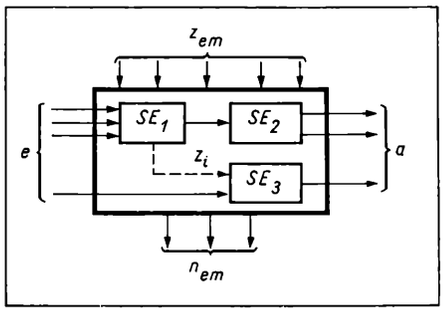


Bild 1
Funktionelle und parasitäre elektromagnetische Beziehungen einer elektrischen Einrichtung und ihrer Elemente SE_i zueinander bzw. zur Umwelt
e, a funktionsbezogene Eingangs- und Ausgangsgrößen
z_i systeminterne elektromagnetische Störgrößen
z_{em} systemexterne elektromagnetische Störgrößen
n_{em} elektromagnetische Nebenwirkungen

- *die Eigenstörfestigkeit,*

  d.h. durch die Beständigkeit gegenüber systemeigenen Störgrößen z_i (Bild 1), die von Systemelementen ausgehen und andere Elemente über funktionsbedingt erforderliche oder parasitäre Kopplungen beeinflussen

- *die Fremdstörfestigkeit,*

  d.h. durch die Beständigkeit gegenüber systemfremden elektro magnetischen Störgrößen z_{em} (Bild 1), die leitungs- oder feldgebundenen von externen Störquellen (Blitzentladungen, elektrostatische Entladungen, Schaltvorgänge in elektrischen Geräten und Anlagen, nuklearer elektromagnetischer Impuls) herangeführt werden

- *einen Störemissionsgrad*

  der die von einer Einrichtung ausgehenden elektromagnetischen Nebenwirkungen n_{em}, die andere Einrichtungen störend beeinflussen können, charakterisiert (Bild 1). Ein Beispiel hierfür ist der Funkstörgrad entsprechend TGL 20885/06 und 13

Weitere im Zusammenhang mit der EMV-Problematik interessierende Begriffsdefinitionen findet man in [12] und [13].

2. EMV-Qualitätssicherung

Im Zuge der Sicherung der EMV-Erzeugnisqualität geht es darum, die Eigenstörfestigkeit von Erzeugnissen zu gewährleisten, die Fremdstörfestigkeit gegebenenfalls differenziert nach den verschiedenen möglichen Störgrößeneintrittsstellen in ein System (Versorgung, Informationsein- und -ausgänge, Erdungssystem, Gehäuse) mit jeweils vertretbarem Aufwand objektiv überprüfbar und qualitativ beschreibbar zu realisieren und den Störemissionsgrad nach den bestehenden Vorschriften zu garantieren. Diese Zielstellungen sind bei der Entwicklung und Herstellung von Erzeugnissen bzw. bei der Projektierung und Ausführung von Anlagen ebenso wie alle anderen Komponenten des Entwurfszieles zunächst im Pflichtenheft zu vereinbaren und durch die Anwendung geeigneter technischer EMV-Maßnahmen im Zuge der Projektabwicklung planmäßig zu verwirklichen. Als Rahmenvorschrift für die damit im Zusammenhang zu erbringenden Leistungen kann dabei die Verordnung über die Entwicklung und Sicherung der Qualität von Erzeugnissen dienen [14].

3. EMV-Maßnahmen

Ausgehend von der Erkenntnis, daß letztlich jede elektromagnetische Unverträglichkeit ihre Ursache darin hat, daß Störquellen existieren, Störgrößen entstehen und sich ausbreiten können und sie beim Auftreten auf nicht genügend immunisierte Einrichtungen darin Funktions- oder anderweitige Störungen hervorrufen können, ergeben sich die folgenden, zur Erzielung der angestrebten EMV-Erzeugnisqualität möglichen technischen Maßnahmen:

- Unterdrücken der Entstehung von Störgrößen durch Vorkehrungen am Entstehungsort, z.B. zur Anwendung störemissionsarmer konstruktiver und Schaltungskonzepte oder durch das Beschalten von Bauelementen und Geräten wie Stromrichter, Induktivitäten und Kontakte

- Abschwächung der Ausbreitung von Störgrößen durch Maßnahmen am Übertragungsweg, wie Filtern, Schirmen, räumlich Trennen, galvanisch Entkoppeln, EMV-gerechtes Maßen und Erden sowie durch Ableiten von Überspannungen

- Erhöhen der Störfestigkeit des beeinflussungsgefährdeten Objekts, z.B. durch die Anwendung fehlertolerierender Informationsverarbeitungsverfahren, durch den Einsatz von Filtern, Überspannungsableitern, Schirmung, Potentialtrennung, Versorgungsspannungsstabilisierung sowie geeigneter Maßung, Erdung und Bezugspotentialführung.

Die in konkreten Fällen zu ergreifenden Maßnahmen findet man ausführlich in [15] bis [20] u.a. Literaturstellen dargestellt.

4. EMV-Prüfgeschehen

Mit Ausnahme der Überprüfung der Eigenstörfestigkeit, wozu bestimmte Vorstellungen bestehen [13] sowie der Funkstörprüfung, deren Durchführung nach TGL 20885 geregelt ist, stellt gegenwärtig insbesondere die Tatsache noch ein generelles Problem dar, daß nur ungenügende Erfahrungen darüber vorliegen, mit welchen EMV-Einsatzbedingungen (insbesondere Störbeanspruchungen) in konkreten Fällen zu rechnen ist. Es existieren demzufolge noch keine verbindlichen Vorschriften darüber, welchen Prüfbeanspruchungen elektronische Betriebsmittel in Abhängigkeit von ihrem geplanten Einsatz im Rahmen von Störfestigkeitstests auszusetzen sind. Dieser Sachverhalt wird sich jedoch mit der Vervollständigung des EMV-Normenwerkes ändern. Erste Vorstellungen und Empfehlungen dazu sind in [9] und [10] enthalten. Darüber hinaus gibt es ein vielfältiges Angebot an Störgeneratoren mit denen elektronische Einrichtungen hinsichtlich ihrer Störfestigkeit überprüft werden können [17] [18].

Literatur

[1] *Ruedy, T.*, u.a.: Entstehung und Wirkung des NEMP. Bull. SEV 71 (1980) 17, S. 906 – 910
[2] *Ziebell, G.*: Der lautlose Atomschlag aus dem All. Wissenschaft und Fortschritt, Berlin 33 (1983) 5, S. 171 – 174
[3] *Kukan, A.*: EMP, der elektromagnetische Superblitz. Funk-Technik 38 (1983) 6, S. 235 – 237
[4] IEEE Transactions on Electromagnetis Compatibility. Herausgeber: Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc. New York, USA (erscheint vierteljährlich)
[5] International Electromagnetic Compatibility Symposium Record. Herausgeber: Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc. New York, USA (erscheint jährlich)
[6] *Freeman, E. R.*: Personal Profile of Attendees at 1979. EMC-Symposium (San Diego). IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility Vol. EMC-No. 1, (1980), S. 79 – 82
[7] *Szentkuti, B.*: Elektromagnetische Verträglichkeit „EMV 1983". Bericht zum 5. Symposium und Technische Ausstellung über elektromagnetische Verträglichkeit, Zürich, 8. – 10. 3. 1983 (zweijähriger Turnus)
[8] *Weber, J.*: Sachaufgaben der EMV-Normung. etz 100 (1979) 5, S. 226 – 228
[9] IEC-Publikation 654-5: Einsatzbedingungen, Teil 5: Elektromagnetische Verträglichkeit. Entwurf, Juni 1982
[10] RGW-Standardentwurf: URS-Erzeugnisse. Schutz der Erzeugnisse und ihrer Zubehörteile vor elektromagnetischen Störungen in Energiebetrieben. 2. Entwurf, Februar 1983
[11] TGL 36172: Interface zwischen numerischen Steuerungen und Be- und Verarbeitungsmaschinen. Okt. 1979
[12] DIN 57847 Teil 1/VDE 0847 Teil 1: Meßverfahren zur Beurteilung der elektromagnetischen Verträglichkeit; Messen leitungsgeführter Störgrößen; Nov. 1981
[13] *Habiger, E.*: Elektromagnetische Verträglichkeit in der Automatisierungstechnik – eine Übersicht. msr, Berlin 27 (1984) H. 6, S. 242 – 246
[14] Verordnung über die Entwicklung und Sicherung der Qualität der Erzeugnisse. GBl. I Nr. 14, S. 117 vom 17. 04. 1980
[15] *Stoll, D.*; u.a.: EMC-Elektromagnetische Verträglichkeit, Berlin: Elitera-Verlag 1976
[16] *Wilhelm, J.*; u.a.: Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV), Berlin: VDE-Verlag GmbH 1981.
[17] *Fleck, K.*: Schutz elektronischer Systeme gegen äußere Beeinflussung (Elektromagnetische Verträglichkeit – EMV) Berlin: VDE-Verlag GmbH 1981
[18] *Fleck, K.*: Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) in der Praxis. Berlin: VDE-Verlag GmbH 1982
[19] *Schlicke, H. M.*: Electromagnetic Compossibility. 2. Aufl. Basel: Marcel Dekker Inc., 1982
[20] *Habiger, E.*: Elektromagnetische Verträglichkeit – Störbeeinflussungen in Automatisierungsgeräten und -anlagen. Reihe Automatisierungstechnik, Bd. 212. Berlin: VEB Verlag Technik 1984

EA 5413

Übergangsverhalten des Erregersystems VGT – 4500 – 500 bei Kurzschlüssen am Generatorblock

J. A. Morozova; B. N. Neklepaev, Moskau; B. Oswald, KDT; H. Pundt, KDT; Dresden

Formelzeichen

i, I	Strom: Momentanwert, Effektivwert
k	Verstärkung, Koeffizient
L	Induktivität
R	Widerstand
T	Zeitkonstante
u, U	Spannung: Momentanwert, Effektivwert
$\ddot{u}$	Übersetzungsverhältnis
x, X	Reaktanz: bezogen und nicht bezogen
ψ	Flußverkettung
ω	Kreisfrequenz

Matrizen und Vektoren sind im Fettdruck dargestellt

Indizes

d, q	Längsachse, Querachse
e	Erreger- (Erregermaschine)
f	Erreger- (Hauptgenerator)
G	Generator
h, σ	Hauptfeld-, Streufeld-
L, S	Läufer-, Ständer-
m, M	Magnetisierungs-, Meßglied
V	Regelverstärker-
O	Leerlauf-, stationärer Ausgangszustand
∞	ungesättigt
$', ''$	auf die Ankerseite des Hauptgenerators umgerechnet
$*$	normierte Erregergrößen
t	transponiert

1. Übersicht

Das Erregersystem VGT-4500-500 besteht aus einem 500-Hz-Hochfrequenzgenerator, dessen Ausgangsspannung in einer ungesteuerten (rotierenden) Brückenschaltung gleichgerichtet wird. Die Einstellung der Erregung erfolgt über drei Erregerwicklungen des Hochfrequenzgenerators. Zwei Erregerwicklungen werden über Magnetverstärker entsprechend der Regelabweichung gespeist, wobei bei größeren Regelabweichungen eine Stoßerregung (Forcierung) anspricht, während die dritte Erregerwicklung vom Erregerstrom des Hauptgenerators gesteuert wird. Diese Rückführung des Erregerstromes stellt die Besonderheit dieses Erregersystems dar und macht es erforderlich, bei der Untersuchung des dynamischen Verhaltens des Erregersystems das Übergangsverhalten des Hauptgenerators einschließlich des angeschlossenen Netzes zu berücksichtigen.

Für die Berechnung von Ausgleichsvorgängen in Synchronmaschinen und im Elektroenergiesystem wurden in den letzten Jahren an der Sektion Elektrotechnik der TU Dresden ausführliche Digitalprogramme auf der Grundlage der Zustandsdarstellung erarbeitet und eingesetzt [3] [4]. Das Ziel der Untersuchungen, die diesem Aufsatz zugrundeliegen, war es, die am Moskauer Energetischen Institut (MEI) ausgearbeiteten mathematischen Modelle [1], [2] für das stark nichtlineare Verhalten des Erregersystems VGT-4500-500 in die Berechnungsprogramme einzubeziehen.

Julja Andreevna Morozova, Kandidat der Technischen Wissenschaften, ist Dozent, Prof. *Boris Nikolaevič Neklepaev*, Doktor der Technischen Wissenschaften, ist Leiter des Lehrstuhls „Elektrische Kraftwerke" des Moskauer Energetischen Instituts (MEI). Dr. sc. techn. *Bernd Oswald* ist wissenschaftlicher Oberassistent, Prof. Dr.-Ing. habil. *Hans Pundt* ist Leiter des WB Elektroenergietechnik an der Sektion Elektrotechnik der TU Dresden.

Die Untersuchungen wurden im Rahmen einer gemeinsamen Forschungsvereinbarung in freundschaftlicher Zusammenarbeit durchgeführt.

2. Aufbau und Wirkungsprinzip des Erregersystems

Das Hochfrequenzerregersystem VGT-4500-500 wird als typisches Erregersystem für Turbogeneratoren der Serie TVV von 200 und 300 MW eingesetzt.

Als Erregermaschine für das Hochfrequenzerregersystem (HFES) dient der HF-Generator (s. Bild 1) in dreiphasiger Ausführung, der direkt auf der Welle des Hauptgenerators angeordnet ist. Die Gleichrichteranlage besteht aus ungeregelten Siliziumgleichrichtern in Brückenschaltung. Die Steuerung der Erregung des HF-Generators folgt durch den Erregungsregler Typ EPA 325 A, der zusammen mit dem Hochfrequenzerregersystem vom Werk geliefert wird.

Der HF-Generator enthält drei Erregerwicklungen: die Reihenwicklung e_1 und die beiden unabhängigen Wicklungen e_2 und e_3. Alle drei Erregerwicklungen und die dreiphasige Arbeitswicklung des Ankers befinden sich im Ständer. Bei dieser Wicklungsanordnung wird die Streureaktanz der Erregerwicklung des HF-Generators vergrößert und mit der Gegeninduktivität zur Arbeitswicklung vergleichbar. Gegenüber üblichen Generatoren erhöht sich dadurch die transiente Reaktanz auf Werte von $x_d' = 0{,}3 - 0{,}4$.

Die Reihenwicklung e_1 ist in den Erregerkreis des Hauptgenerators eingeschaltet und erzeugt den Hauptteil des Magnetfeldes. Durch dieses Prinzip der Reihenerregung wird es möglich, die Steuerleistung zu reduzieren. Bei Kurzschlüssen im Ständerkreis des Turbogenerators erhöht die freie Komponente im Erregerstrom des Hauptgenerators durch den Mitkopplungsefekt die Erregergeschwindigkeit. Im normalen Betriebszustand mit Nennbelastung arbeitet der HF-Generator mit Übererregung auf die Reihenwicklung, d. h. die Durchflutung, die durch die Reihenwicklung erzeugt wird, ist größer als die für diesen Betriebszustand erforderliche. Dieser Überschuß wird durch die Erregerwicklung e_3 kompensiert. Deshalb erhielt diese Wicklung die Bezeichnung gegensinnige Wicklung. Der Magnetfluß der Wicklung e_2 hat die gleiche Richtung wie der Magnetfluß der Reihenwicklung e_1. Deshalb erhielt die Wicklung e_2 die Bezeichnung gleichsinnige Erregerwicklung.

Die Erregung der Erregermaschine erfolgt durch eine 400-Hz-Hilfserregermaschine, die auf der gleichen Welle wie der Hauptgenerator angeordnet ist. Die Parameter der Erreger- und Hilfserregermaschine sind in der Tafel 1 angegeben.

Der Erregungsregler enthält Magnetverstärker, die die Erregerwicklungen e_2 und e_3 steuern. Auf die Wicklung e_2 wirkt ein gleichsinnig geschaltetes Spannungskorrekturglied (Stoßerregung), während auf die Wicklung e_3 ein gegensinnig geschaltetes Spannungskorrekturglied wirkt. Die Steuerung der Magnetverstärker dieser Spannungskorrekturglieder erfolgt vom Meßglied über ein lineares und ein nichtlineares Element.

Die Erregungsregelung erfolgt nach der Abweichung der Klemmenspanne des Turbogenerators (ΔU) von einer vorgegebenen Statik. Die Reihenwicklung gewährleistet innerhalb des Regelsystems eine positive Rückführung (Mitkopplung) des Erregerstroms des Generators.

Für die Begrenzung der Erregerspannung des Hauptgenerators auf den zweifachen Nennwert dient der Block für die Begrenzung der Forcierung der Erregung (Forcierungsbegrenzung). Durch das Fehlen rotierender Wicklungen im Erreger und durch die Verwendung ungesteuerter Gleichrichter für die Gleichrichtung des Wechselstromes wird eine hohe Zuverlässigkeit des Erregersystems gewährleistet. Hinsichtlich der Geschwindigkeit und dem Grad der Forcierung entspricht das Erregersystem den Anforderungen von GOST-21 558-76 „Erregersysteme für Turbogeneratoren, Wasserkraftgeneratoren und Synchronkompensatoren".

Entsprechend diesen Forderungen muß die Grenzerregerspannung (Deckenspannung) gleich dem zweifachen Nennwert sein. Die Geschwindigkeit für den Zuwachs der Erregerspannung des Hauptgenerators (Erregungsgeschwindigkeit) muß mindestens das Zweifache der Erregernennspannung je Sekunde sein.

Am Lehrstuhl Elektrische Kraftwerke des MEI werden seit einigen Jahren die Parameter und das Verhalten der HFES [1] [2] untersucht. Die Untersuchungen zeigten, daß die Erregungsgeschwindigkeit wesentlich vom Betriebszustand des Hauptgenerators abhängt. Der größte Spannungszuwachs bei Kurzschluß (fünf- bis sechsfache der Erregernennspannung je Sekunde) wird erreicht, wenn die Forcierung der Erregung durch die freien Ströme des Erregerstromes über die Reihenwicklung erfolgt. Wenn an einem Generator, der in einem Netz mit einer bestimmten Belastung arbeitet, die Spannung an den Generatorklemmen absinkt, erfolgt die Forcierung der Erregung nur durch die unabhängigen Wicklungen. In diesem Betriebszustand beträgt die Geschwindigkeit für

Tafel 1. Parameter der Hochfrequenz-Erregersysteme

Erregermaschine	Turbogenerator	Erregerströme und -spannungen des Turbogenerators				Reaktanzen und Zeitkonstanten					
		Nennbetrieb		Forcierungszustand							
		i_f/A	u_f/V	i_f/A	u_f/V	x_σ	x_d	x_q	x_d'	x_2	T_e 20/s
VGT-2500-500	TVV-165-2	2020	370	4040	740	0.13	0,636	0,510	0,384	0,446	0,52
VGT-2700-500	TVV-200-2	2680	316	5360	632	0,152	0,755	0,595	0,455	0,523	0,52
VGT-4500-500	TVV-320-2	2900	447	5800	894	0,153	0,782	0,625	0,465	0,545	0,6
VGT-5000-500	TVV-500-2	3560	478	7120	956	0,413	0,602	0,48	0,356	0,419	0,67

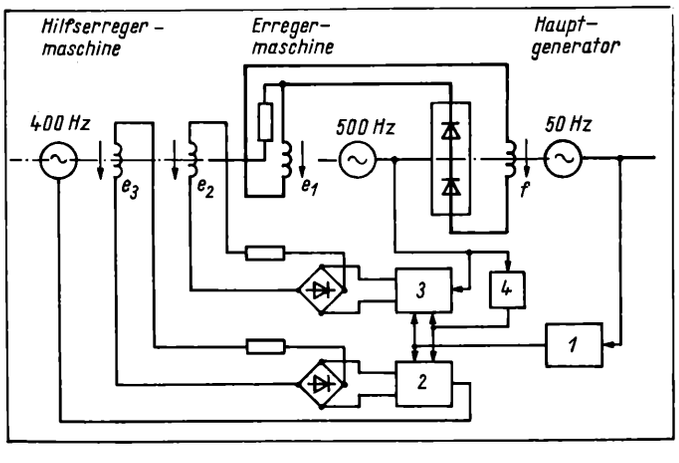
den Zuwachs der Erregerspannung das Zwei- bis 2,5fache der Erregernennspannung pro Sekunde.
Unter den Bedingungen der statischen Stabilität kann ein Turbogenerator mit HFES bei kleinen Koppelimpedanzen parallel mit dem Elektroenergiesystem arbeiten.
Für einen Generator mit HFES ist die schlechte Dämpfung der Schwingungen nach Beseitigung der Störung charakteristisch. In diesem Betriebszustand der Nachhavarieschwingungen des Generators wirkt die Reihenwicklung wenig, aber die Leistung und die Schnelligkeit der unabhängigen Wicklungen sind für die schnelle Beruhigung des Systems nicht ausreichend.
Für die Analyse der Stabilitätsbedingungen eines Generators mit HFES bei kleinen Störungen wurde die Übertragungsfunktion ermittelt. Ein Vergleich des Frequenzganges und der Übertragungsfunktion des HFES mit Frequenzgängen und Übertragungsfunktionen typischer Regelglieder, die in der Theorie der Regelung behandelt werden, zeigte, daß sie einem apriodischen Glied 2. Ordnung entsprechen. Eine der Wurzeln des Nenners ist größer als Null. Die Einführung solcher Glieder in ein automatisch regelbares System verschlechtert die Stabilitätsbedingungen bei kleinen Störungen.

3. Zustandsgleichungen des Erregersystems

Die grundlegenden Gleichungen des Erregersystems sind in [1] [2] in bezogener Form nach dem sogenannten x_{hd} — Bezugssystem angegeben. In diesem Bezugssystem werden alle Erregergrößen der Erregermaschine mit dem „Übersetzungsverhältnis" $\ddot{u}_e$ auf die Ankerwicklung (Arbeitswicklung) umgerechnet und wie die Ankergrößen selbst auf die Nenngrößen der Ankerwicklung (nach der aus der Theorie der Synchronmaschine bekannten Methode) bezogen. Dabei werden alle Gegeninduktivitäten bei symmetrischem Läuferaufbau gleich der bezogenen Hauptfeldreaktanz x_{hd}.
Das Digitalprogramm nach [3] [4]. in das das Erregersystem einbezogen werden soll, arbeitet zwar mit der gleichen Umrechnung für die Läufergrößen auf die Ankerseite (vor allem zur einfachen Berücksichtigung der Eisensättigung), jedoch werden auf der Ankerseite die Originalgrößen in natürlichen (a, b, c) Koordinaten verwendet.
Für die Umrechnung der Erregergrößen ist das Übersetzungsverhältnis $\ddot{u}_f = L_{hd\infty}/L_{df\infty}$ maßgebend [5] und zwischen den umgerechneten (Index') und Originalgrößen bestehen folgende Beziehungen:

$$\left.\begin{matrix} u_f' \\ \psi_f' \end{matrix}\right\} = \frac{2}{3}\ddot{u}_f \left\{\begin{matrix} u_f \\ \psi_f \end{matrix}\right. \qquad i_f' = \frac{1}{\ddot{u}_f} i_f \qquad \left.\begin{matrix} R_f' \\ L_f' \end{matrix}\right\} = \frac{2}{3}\ddot{u}_f^2 \left\{\begin{matrix} R_f \\ L_f \end{matrix}\right. \tag{1}$$

Bild 1. Prinzipschaltbild des Hochfrequenzerregersystems
1 Meßglied
2 Regelverstärker
3 Forcierungsverstärker
4 Forcierungsbegrenzung
} Magnetverstärker



Das „Übersetzungsverhältnis" zwischen Erreger- und Ankerwicklung muß aus den ungesättigten Induktivitäten $L_{dh\infty}$ und $L_{df\infty}$ (Anstieg der Leerlaufkennlinie) ermittelt werden.
Da die Arbeitswicklung der Erregermaschine der Erregerseite des Hauptgenerators entspricht, müssen bei der Einbeziehung des Erregersystems in das vorliegende Digitalprogramm die Originalgrößen der Erregerwicklungen der Erregermaschine zweifach umgerechnet werden (Index''):

$$\left.\begin{matrix} u_e'' \\ \psi_e'' \end{matrix}\right\} = \frac{2}{3}\ddot{u}_f \left\{\begin{matrix} u_e' \\ \psi_e' \end{matrix}\right\} = \frac{2}{3}\ddot{u}_f \frac{2}{3}\ddot{u}_e \left\{\begin{matrix} u_e \\ \psi_e \end{matrix}\right\}$$

$$i_e'' = \frac{1}{\ddot{u}_f} i_f' = \frac{1}{\ddot{u}_f}\frac{1}{\ddot{u}_e} i_f$$

$$\left.\begin{matrix} R_e'' \\ L_e'' \end{matrix}\right\} = \frac{2}{3}\ddot{u}_f^2 \left\{\begin{matrix} R_e' \\ L_e' \end{matrix}\right\} = \frac{2}{3}\ddot{u}_f^2 \frac{2}{3}\ddot{u}_e^2 \left\{\begin{matrix} R_e \\ L_e \end{matrix}\right\} \tag{2}$$

Die Leerlaufkennlinie der Erregermaschine ist im Gegensatz zu der des Hauptgenerators im gesamten Arbeitsgebiet linear, so daß das Übersetzungsverhältnis $\ddot{u}_e$ auch auf anderem Weg als $\ddot{u}_f$ bestimmt werden kann [1]. Bei Leerlauf der Erregermaschine mit Nennspannung U_{en} der Arbeitswicklung und Erregung nur durch die Erregerwicklung *1* fließt der Leerlauferregerstrom i_{e10} und es gilt bei Vernachlässigung des Wirkwiderstandes der Arbeitswicklung:

$$\hat{u}_{e0} = u_{eq} = \omega_e L_{hde}\, i_{e10}' = X_{hde}\frac{i_{e10}}{\ddot{u}_{e1}} \tag{3}$$

und bezogen auf die Nenndaten $\sqrt{2}\, U_{en}/\sqrt{3}$ und $\sqrt{2}\, I_{en}$

$$1 = x_{hde}\frac{1}{\ddot{u}_{e1}}\frac{i_{e10}'}{\sqrt{2}\, I_{en}} \tag{4}$$

also

$$\ddot{u}_{e1} = x_{hde}\frac{i_{e10}}{\sqrt{2}\, I_{en}} = x_{hde}\, i_{e10}' \tag{5}$$

3.1. Gleichungen der Erregermaschine mit Gleichrichterbrücke

Die 500-Hz-Erregermaschine kann mit der Zweiachsentheorie behandelt werden. In Analogie zur Theorie der Synchronmaschine werden in [1] folgende Näherungen angewendet:
- Vernachlässigung der transformatorischen Glieder $\dot{\psi}_{ed}$ und $\dot{\psi}_{eq}$ und des Wirkwiderstandes für die Arbeitswicklung
- Annahme konstanter Drehzahl $\omega_e = \omega_{e0} = 2\,\pi\,500\ \mathrm{s}^{-1}$
- nur Berücksichtigung des Längsfeldes
- Zusammenfassung der beiden unabhängigen Erregerwicklungen *2* und *3* zu einer Ersatzerregerwicklung (Index *23*) unter der hierfür erforderlichen Voraussetzung $L_{\sigma e2}'' = L_{\sigma e3}'' = 0$

Damit erhält man folgende vereinfachte Spannungs- und Flußverkettungsgleichungen für die nach den im Bild 2 ausführlich dargestellten Verkettungen der Wicklungen mit den auf die Ankerseite des Hauptgenerators umgerechneten unbezogenen Größen

$$\begin{bmatrix} \psi_{e1}'' \\ \psi_{e23}'' \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_{e1}'' & 0 \\ 0 & R_{e23}'' \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_{e1}'' \\ i_{e23}'' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{e1}'' \\ u_{e23}'' \end{bmatrix} \tag{6}$$

$$\omega_{e0}\,\psi_{ed}' = u_{eq}' \tag{7}$$

$$\begin{bmatrix} \psi_{e1}'' \\ \psi_{e23}'' \\ \psi_{ed}' \end{bmatrix} = \left[\begin{array}{c|c|c} L_{hde}' + L_\Delta'' + L_{\sigma e1}'' & L_{hde}' + L_\Delta'' & L_{hde}' \\ L_{hde}' + L_\Delta'' & L_{hde}' + L_\Delta'' & L_{hde}' \\ L_{hde}' & L_{hde}' & L_{hde}' + L_{\sigma e}' \end{array}\right] \times \begin{bmatrix} i_{e1}'' \\ i_{e23}'' \\ i_{ed}' \end{bmatrix} \tag{8}$$

Die Rückführung des Erregerstromes i_f' auf die Erregerwicklung *1* der Erregermaschine bedeutet $i_{e1} = i_f$, so daß bei der Umrechnung auf die Ankerseite das Übersetzungsverhältnis $\ddot{u}_{e1}$ explizit einge-

führt werden muß

$$i_f' = i_{e1}' = \ddot{u}_1 \, i_{e1}'' \tag{9}$$

Für das Verhalten der ungesteuerten Gleichrichterbrücke werden in [1] unter Vernachlässigung der Strom- und Spannungsoberschwingungen und für vollständige Glättung folgende allgemeingültige Zusammenhänge angegeben:

$$i_{ed}' = -b_1 \, i_f' \text{ mit } b_1 = k_1 + k_2 \, i_f^* = 0{,}35 + 0{,}66 \, i_f^* \tag{10}$$

$$u_f^* = f(i_f^*) \text{ mit } u_f^* = \frac{u_f'}{\sqrt{6}\, u_{ehq0}'}, \; i_f^* = \frac{2}{\sqrt{6}} X_{de}' \frac{i_f'}{u_{ehq0}'} \tag{11}$$

Dabei ist $u_{eh0}' = X_{hde}' (i_{e1}'' + i_{e23}'')$ die Leerlaufspannung bei $i_f' = 0$ und für die Funktion $u_f^* = f(i_f^*)$ gilt folgende Bereichsunterscheidung:

$$\left.\begin{aligned}
0 \leqq i_f^* < \frac{1}{2} \quad & u_f^* = \frac{3}{\pi}\left(1 - \frac{1}{2} i_f^*\right) \\
\frac{1}{2} \leqq i_f^* < \frac{\sqrt{3}}{2} \quad & u_f^* = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \sqrt{1 - i_f^{*2}} \\
\frac{\sqrt{3}}{2} \leqq i_f^* < \frac{2}{\sqrt{3}} \quad & u_f^* = \frac{3\sqrt{3}}{\pi}\left(1 - \frac{\sqrt{3}}{2} i_f^*\right) \\
\frac{2}{\sqrt{3}} < i_f^* \quad & u_f^* = 0
\end{aligned}\right\} \tag{12}$$

3.2. Gleichungen des Regelverstärkers

Für das Übergangsverhalten des Regelverstärkers wird zwischen den Begrenzungen $u_{e2\max}'$ und $u_{e2\min}'$ lineares Verhalten mit Verzögerung 1. Ordnung angenommen

$$\dot{u}_{e23}'' = -\frac{1}{T_V(u_{e23}'')} (u_{e23}'' + k_V \, \Delta u'') \tag{13}$$

Mit der Abhängigkeit der Zeitkonstante T_V von u_{e23}'' soll die Wirkung der Begrenzung angedeutet werden. Die Regelabweichung $\Delta u''$ enthält mit $\Delta u_0''$ einen, die Grunderregung einstellenden Anteil

$$\Delta u'' = u_M'' - u_{\text{Soll}}'' + \Delta u_0'' \tag{14}$$

Der Spannungsistwert ergibt sich bei Gleichrichtung der Generatorklemmenspannungen mit einer Brückenschaltung aus

$$u_M'' = k_M'' \max \{u_{ab}, u_{bc}, u_{ca}\} \tag{15}$$

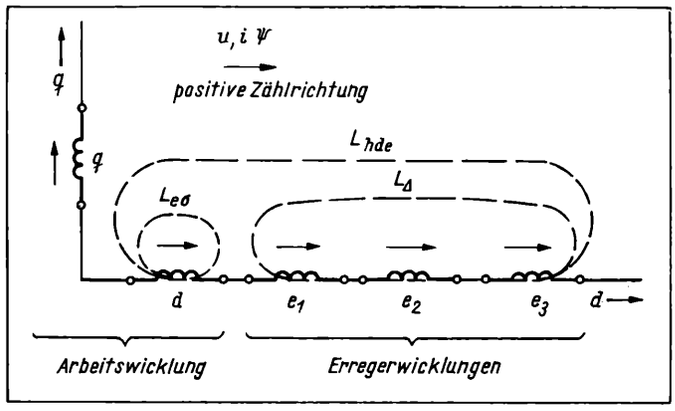


Bild 2. Wicklungsmodell und -verkettung der Erregermaschine in d, q-Koordinaten

3.3. Zustandsgleichungen

Aus den Gleichungen für das Erregersystem ist zu erkennen, daß neben dem bereits bei der Modellierung des Hauptgenerators als Zustandsvariable (ZV) definierten Erregerstrom i_f' noch zwei weitere Zustandsvariablen auftreten. Es werden ψ_{e23}'' und u_{e23}'' gewählt. Damit ergibt sich aus (6) und (13) folgende Zustandsdifferentialgleichung

$$\begin{bmatrix} \dot{\psi}_{e23}'' \\ \dot{u}_{e23}'' \end{bmatrix} = -\begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 0 & \dfrac{1}{T_V(u_{e23}'')} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{e23}'' \\ u_{e23}'' \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_{e23}'' & i_{e23}'' \\ \dfrac{k_V}{T_V(u_{e23}'')} & \Delta u'' \end{bmatrix} \tag{16}$$

Der Strom i_{e23}'' muß nun noch als Funktion der ZV ausgedrückt werden. Dazu sind folgende Schritte erforderlich:

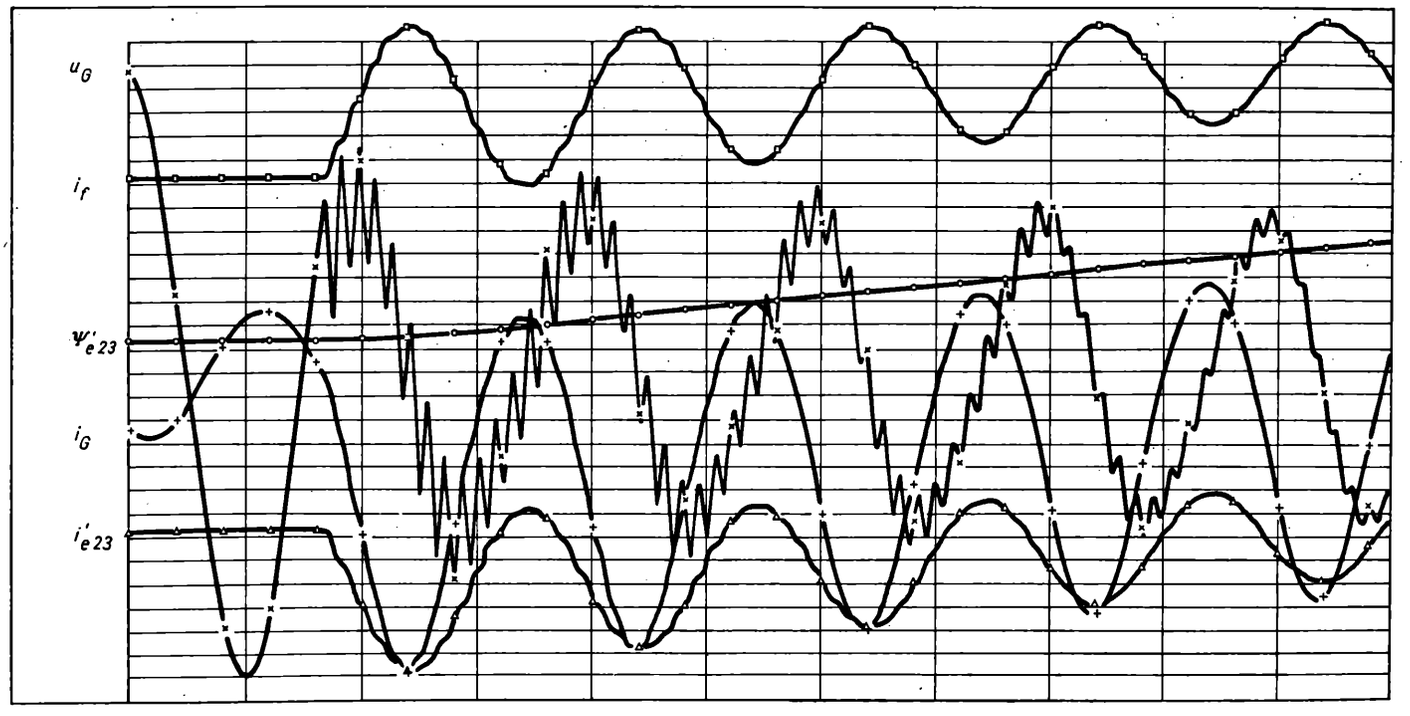
1. Einsetzen von $u_{ehq0}' = X_{hde}' (i_{e1}'' + i_{e23}'')$ in i_f^* und u_f^* der Gl. (11)
2. Einsetzen von i_f^* in (10)

$$i_{ed}' = -k_1 \, i_f' - \sqrt{\frac{2}{3}} \, k_2 \frac{X_{de}'}{X_{hde}'} \frac{i_f'^2}{i_{e1}'' + i_{e23}''} \tag{17}$$

3. Einsetzen von (17) in ψ_{e23}'' nach (8)

$$\psi_{e23}'' = (L_{hde}' + L_\Delta'') \left(\frac{i_f'}{\ddot{u}_{e1}} + i_{e23}''\right) - k_1 L_{hde}' \, i_f' - \sqrt{\frac{2}{3}} \, k_2 L_{de} \frac{i_f'^2}{\dfrac{i_f'}{\ddot{u}_{e1}} + i_{e23}''}$$

Bild 3. Berechnete Momentanwertverläufe für u_G, i_G (Strang a), i_f', ψ_{23}'' und i_{e23}'' bei dreipoligem Leitungskurzschluß



4. Auflösen nach i_{e23}''

$$i_{e23}''^2 + \underbrace{\left[-\frac{\psi_{e23}''}{L_{hde}' + L_{\Delta}''} + \left(2 - k_1 \ddot{u}_{e1} \frac{L_{hde}'}{L_{hde}' + L_{\Delta}''}\right) \frac{i_f'}{\ddot{u}_{e1}}\right]}_{p} i_{e23}''$$

$$+ \underbrace{\left[-\frac{\psi_{e23}''}{L_{hde}' + L_{\Delta}''} + \left(1 - k_1 \ddot{u}_{e1} \frac{L_{hde}'}{L_{hde}' + L_{\Delta}''} - \sqrt{\frac{2}{3}}\, k_2 \ddot{u}_{e1}^2 \times \frac{L_{de}'}{L_{hde}' + L_{\Delta}''}\right) \frac{i_f'}{\ddot{u}_{e1}}\right]}_{q} \frac{i_f'}{\ddot{u}_{e1}} = 0$$

$$i_{e23}'' = -\frac{p}{2}\left(1 - \sqrt{1 - 4\frac{q}{p^2}}\right) = g\,(i_f', \psi_{e23}'') \tag{18}$$

Diese Abhängigkeit ist stark nichtlinear, jedoch nur von den stets bekannten ZV abhängig, so daß die Lösung von (16) durch numerische Integration keine Schwierigkeiten bereitet.

4. Einbeziehung der ZGL des Erregersystems in die ZGL des Generators

Die ZGL der Synchronmaschine mit den Magnetisierungsströmen ist wie folgt aufgebaut (zur vereinfachten Darstellung werden hier die beiden ZV für die Läuferbewegung nicht mitgenommen, sie sind bei der Berechnung jedoch berücksichtigt) [6]:

$$\begin{bmatrix} L_{SS} & L_{SM'} \\ L_{LS'} & L_{MM'} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_S \\ i_{M'} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_{SS} & R_{SM'} \\ R_{LS'} & R_{MM'} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_S \\ i_{M'} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_S \\ u_{L'} \end{bmatrix} \tag{19}$$

mit

$$i_S = [i_a \quad i_b \quad i_c]^t \qquad u_S = [u_a \; u_b \; u_c]^t$$
$$i_{M'} = [i_{md} \; i_{mq} \; i_f']^t \qquad u_{L'} = [0 \quad 0 \quad u_f']^t$$

Die ZGL (16) für das Erregersystem kann mit (18) formal

$$\dot{x}_e = f_e\,(x_e, i_f', u_a, u_b, u_c)$$

geschrieben werden.
Als Koppelgrößen zwischen beiden Gleichungssystemen treten i_f' und u_f' auf. Während i_f' als ZV in jedem Rechenschritt bekannt ist, muß u_f' als Funktion von i_f' und i_{e23}'' über die normierte Beziehung $u_f^* = f\,(i_f^*)$ nach (11) (12) in jedem Rechenschritt bestimmt werden ($u_{ehq0}' = X_{hde}'\,(i_f'/\ddot{u}_{e1} + i_{e23}'')$).
Die Eingangsgrößen u_a, u_b und u_c hängen von den Netzbedingungen ab. Im einfachsten Fall, bei dreipoligem Kurzschluß, sind sie Null. Bei der Kopplung des Generators mit weiteren Netzelementen werden sie bei der Aufstellung der ZGL des Gesamtsystems zwar eliminiert, können aber jederzeit zumindest genähert aus der Beziehung

$$u_\nu \approx R_\nu i_\nu + \frac{\Delta \psi_\nu}{\Delta t} \qquad \nu = a, b, c$$

als Regelgröße berechnet werden.

5. Bestimmung der stationären Anfangswerte der ZV

Es kann davon ausgegangen werden, daß für den gegebenen stationären Betrieb des Hauptgenerators i_f' und somit auch u_f' bekannt sind und $u_M'' = u_{Soll}''$ gilt (Vernachlässigung der stationären Regelabweichung) [5]. Mit dem Verhältnis

$$\frac{R_f'}{2\,X_{de}'} = \left(\frac{u_f^*}{i_f^*}\right)_{\text{stationär}}$$

liegt der Approximationsbereich der Kennlinie $u_f^* = f\,(i_f^*)$ fest und es kann über (12) der Anfangswert für i_{e23}'' berechnet werden. Dieser muß im Normalbetrieb negativ sein. Mit i_{e23}'' kann über R_{e23}'' die Spannung u_{e23}'' und mit k_ν schließlich der Anfangswert $\Delta u_0''$ bestimmt werden.

6. Berechnungsbeispiel

Für die Regelung eines 220-MW-Turbogenerators, der über den Blocktransformator und eine kurze Leitung auf ein starres Netz arbeitet, wurden die Ausgleichsvorgänge bei dreipoligem Kurzschluß am Leitungsende berechnet. Der Blocktransformator ist dabei durch seine tatsächliche Schaltgruppe Yd5 und die 100 km lange 380-kV-Leitung durch ein T-Glied dreisträngig nachgebildet. Der stationäre Ausgangszustand war durch den Nennbetrieb des Generators festgelegt.

Die Berechnungsergebnisse sind in Bild 3 gezeigt (Plotterausgabe). Dargestellt sind die Generatorklemmenspannung $u_{(i)a}$, der Generatorstrom i_{Ga}, der Erregerstrom i_f' und vom Erregersystem die Flußverkettung ψ_{23}'' und der Erregerstrom i_{e23}'' der Ersatzsteuerwicklung. Der Kurzschlußeintritt erfolgt im Nulldurchgang der Spannung des Stranges a an der Fehlerstelle, so daß fast keine Entladeschwingung der Leitungskapazitäten im Strom i_a, dafür aber das maximale Gleichglied auftritt. Die Klemmenspannung u_{Ga} bricht mit Kurzschlußbeginn ein und enthält aufgrund der Schaltgruppendrehung die höherfrequente Entladeschwingung.
Der Erregerstrom i_f' zeigt seinen für Kurzschluß charakteristischen Verlauf mit einem abklingenden Gleich- und Wechselanteil. Der glatte Verlauf von ψ_{e23}' bestätigt, daß die Summenflußverkettung der beiden unabhängigen Steuerwicklungen, eine relativ träge ZV darstellt. Der Wechsel- und Gleichanteil von i_f' spiegeln sich deshalb in i_{e23}' wider.
Der mittlere Anstieg beider Erregerströme entspricht dem Anstieg der Flußverkettung ψ_{e23}'.

7. Zusammenfassung

Das Gleichungssystem für das Erregersystem VGT-4500-500 ist stark nichtlinear. Die Wirkung der Nichtlinearitäten ist jedoch so, daß die Gleichungen in eine explizite Zustandsdifferentialgleichung umgestellt werden können. Die Kopplung mit der Zustandsgleichung des Hauptgenerators tritt nur auf der „rechten Seite" über die Zustandsgröße des Hauptgenerators i_f' und die Eingangsgrößen des Hauptgenerators Erregerspannung u_f' und Klemmenspannung u_a, u_b und u_c auf, so daß die gemeinsame Lösung beider Zustandsgleichungen durch numerische Integration ohne Schwierigkeiten möglich ist.

Literatur

[1] *Morozova, Ju. A.:* Parametry i charakteristiki ventil'nych sistem vozbuždenija moščnych sinchronnych generatorov. Moskau: Izdatel'stvo Energija 1976
[2] *Morozova, Ju. A.; Neklepaev, B. N.:* Berechnungsmethodik für die Kurzschlußströme leistungsstarker Synchrongeneratoren mit statischem Erregersystem 25. Int. Wiss. Kolloquium der TH Ilmenau vom 27. bis 31. 10. 1980, Vortragsreihe A 1
[3] *Oswald, B.; Siegmund, D.:* Digitalprogramm zur Berechnung von elektromagnetomechanischen Ausgleichsvorgängen und dessen Anwendung in der Elektroenergietechnik. ELEKTRIE, Berlin 33 (1979) 8, S. 439 – 443
[4] *Oswald, B.; Pundt, H.; Siegmund, D.:* Simulation of electromagnetomechanical transients in power systems. Proc. 7. PSCC Lausanne, vom 12. bis 17. 7. 1981, S. 795 – 799
[5] *Oswald, B.:* Gleichungssystem der Synchronmaschine in der Zustandsraumdarstellung. Z. elektr. Inform.- u. Energietechnik, Leipzig 9 (1979) 2, S. 99 – 122
[6] *Oswald, B.:* Zustandsdarstellung der gesättigten Synchronmaschine mit den Magnetisierungsströmen in d, q-Koordinaten als Zustandsvariable. ELEKTRIE, Berlin 34 (1980) 8, S. 410 – 412

EA 5371

Achtung Betriebsleiter, Absatzdirektoren, Werbeleiter!

Haben Sie unseren Lesern schon Ihre Produkte vorgestellt?

Gezielte Anzeigenwerbung in unserer Fachzeitschrift bedeutet:

Hoher Werbeeffekt bei niedrigen Kosten

denn

- die Fachzeitschrift ELEKTRIE wird von Fachleuten in mehr als 25 Ländern der Erde gelesen
- erfahrungsgemäß ist die Werbung dann besonders wirksam, wenn im gleichen Heft Ihre Anzeige zusammen mit einem thematisch passenden Fachartikel erscheint, der auch die Produkte Ihres Betriebes vorstellt.

Ob ganzseitige farbige Anzeigen auf den Umschlagseiten oder Kleinanzeigen im Innenteil: Dieses Angebot sollten Sie nutzen! Noch in diesem Jahr. Wir beraten Sie gern!

Bitte rufen Sie uns an: Berlin 2870344

oder schreiben Sie an folgende Adresse:

VEB Verlag Technik
Redaktion ELEKTRIE
DDR—1020 Berlin
PSF 201

FACHTAGUNGEN

Informationsverarbeitung bei Gleichstromantrieben auf der Basis von Mikrorechnern

262. Elektrotechnisches Kolloquium der Sektion Elektrotechnik der Technischen Universität Dresden am 14. 12. 1983

Referent: Dr. sc. techn. *H. Krug*, TU Dresden, WB Elektrische Automatisierungstechnik

Ausgehend von der Struktur eines automatisierten Systems wurden die Aufgaben und Ziele des Mikrorechnerreglers für elektrische Antriebe herausgearbeitet. Aus dem Signalflußplan bekannter Antriebe mit analoger Regelung wurde die Grundstruktur eines digitalen Reglers für Gleichstromantriebe abgeleitet.

Zur Beschreibung der Vorgänge in digitalen Reglern eignet sich der Zustandsgraph. Im Unterschied zum Impulsdiagramm, das die Darstellung der zeitlichen Folge der Systemzustände für einen speziellen Fall ermöglicht, können dem Zustandsgraphen alle Systemzustände und alle Zustandsübergänge in Abhängigkeit von den Komponenten eines Steuervektors entnommen werden.

Der Referent demonstrierte die Anwendung des Zustandsgraphen am Beispiel der Zündwinkelsteuerung für einen Stromrichter in 6-Pulsbrückenschaltung und zur Darstellung der Vorgänge in einem interruptgesteuerten System.

Es wurde herausgearbeitet, daß die Zustandsgraphen als Grundlage zur Erarbeitung der Rechnersoftware und zur anschaulichen Darstellung des Inhalts von Programmen und Programmteilen gut geeignet sind. Struktur und Parameter des vom Mikrorechner zu realisierenden Reglers können sowohl auf der Basis klassischer Optimierungsvorschriften als auch auf der Grundlage der Theorie diskreter Systeme abgeleitet werden. Der Referent zeigt die Möglichkeiten der automatischen Parameterbestimmung und der Selbstoptimierung von Reglern am Beispiel einer Drehzahlregelung. Die Optimierung erfolgt auf der Grundlage eines zeitoptimalen Regleransatzes. Die Überlegenheit gegenüber klassischen Optimierungsverfahren wurde deutlich.

Ein weiterer Vorteil digitaler Regler gegenüber klassischen analogen Regelungen besteht in der Möglichkeit, Schutz und Diagnosefunktionen zu übernehmen und auch intelligente Schutzsysteme aufzubauen.

Anhand eines Programmablaufplanes wurde die Arbeitsweise eines Schutz- und Diagnosesystems demonstriert.

Der Vortrag schloß mit der Angabe einiger experimenteller Ergebnisse.

R. Schönfeld, Dresden EA 1679

Schaltanlageninformationssystem Hochspannung

103. Sektionskolloquium — Automatisierungstechnik — der TH Karl-Marx-Stadt

Herr Ing. *D. Dreßler*, der zuständige Entwicklungs-Themenleiter des VEB Starkstromanlagenbau Dresden, stellte unter dieser Thematik die neue Generation der Sekundärtechnik in Umspannwerken vor.

Mit dem gewachsenen Umfang der Anlagen steigen zunehmend die Probleme des Betriebspersonals, die Übersicht über den Zustand der Anlage zu behalten und die Schalthandlungen sicher und optimal durchzuführen. Hinzu kommen materialökonomische Aspekte, weil konventionelle Anlagen immense Mengen an Steuer- und Meßkabeln zwischen Schaltanlage und Warte erfordern (bei 220-kV-Spannungsebene 500 bis 800 kg nur für Leitermaterial).

Auf Anregung von Vertretern des Verbundnetzes und mit Unterstützung des Vorsitzenden der Sektion Elektrotechnik des Forschungsrates, Prof. Dr. sc. techn. *Budig*, wurde deshalb 1977/78 mit der Entwicklung einer Sekundärtechnik auf der Basis der Mikroelektronik/Mikrorechentechnik sowie unter Einsatz von Lichtwellenleitern für die Signalübertragung zwischen Primäranlage und in der Schaltwarte untergebrachten Mikrorechnern und umgekehrt begonnen.

Der Referent erläuterte den prinzipiellen Aufbau der neuen Schaltanlagengeneration und schilderte den Signalfluß. Die Meldungen von der Primärseite informieren über den Betriebszustand der Primärgeräte und der Meßeinrichtungen. Hierzu werden die analogen Signale, wie Strom und Spannung, digitalisiert.

Innerhalb von 10 Millisekunden müssen alle Informationen über Lichtleitkabel dem Wartenrechner bzw. Zentralrechner zugeführt und verarbeitet sein, d.h. zur Ausgabe an das Bedienungspersonal bereitgestellt werden. Die Kommunikation erfolgt über Datensichtgeräte (normalerweise 3 Stück), deren Funktion frei wählbar zugewiesen werden kann, z.B. Fehlermeldung, Zustandsdarstellung der Gesamtanlage in Form eines Übersichtschaltbildes, eines Anlagenabschnittes usw.

Der Gesamtzustand einer EV-Anlage kann aus der beispielsweise 20 m langen und 3 m hohen Rückmeldemeßtafel in der Schaltwarte vom Bedienungspersonal ohnehin nicht global erfaßt und überschaut werden, so daß der Übergang vom Blindschaltbild bisheriger Wartenausführung zum Datensichtgerät mit der vom Schaltpersonal zu wählenden Ausschnittsgröße vorteilhaft erscheint.

Entsprechend der gegenwärtigen Übertragungsrate im Dauerbetrieb von 800 Kbit/s (Trend bis 10 Mbit/s) erfolgt in 10-Millisekunden-Abständen die Abfrage aller anstehenden Signale. Wegen der erforderlichen Genauigkeit müssen 12-bit-A/D-Wandler zum Einsatz kommen. Obwohl die Signalübertragung (mittels Lichtleitkabeln von 0,47 µm bis 200 µm) kürzere Zykluszeiten zuließe, ergeben sich Zeitprobleme durch die Signalübernahmezeit durch die Mikrorechner sowie für die rechnerinterne Verarbeitung. Weiterhin muß die Übernehmzeit mit der geforderten Genauigkeit der Meßwertverarbeitung (Zählen) korrespondieren und den Anforderungen, die sich aus der Schutztechnik ergeben, Rechnung tragen. Redundanz ist aus Gründen der Risikominderung notwendig, genau wie die Realisierung einer Selbstüberwachung und Anzeige von internen Fehlern und Ausfällen.

Bei EV-Anlagen stehen wegen der hohen Eigenzeit der Schaltgeräte von nahezu 60 Millisekunden vom Zeitpunkt des Eintretens eines Fehlers bis zur Auslösung eines Steuerbefehls nur 15 Millisekunden zur Verfügung.

Der Referent erläuterte einige Einzelheiten des Systems, wie die Anwendung von doppelt kaschierten Leiterplatten im Format 215 mm × 170 mm mit maximalem Schwierigkeitsgrad 4. Für die Abarbeitung von Schwerpunktaufgaben können 2 bis 4 Drukker angeschlossen werden.

Ein Schaltfehlerschutz wird über das im Wartenrechner gespeicherte Zustandsabbild realisiert. Die Kommunikation des Betriebs- und Bedienungspersonals mit der Anlage geschieht mittels Datensichtgeräten und Eingabegeräten mit alphanumerischer Tastatur bei notwendigen Eingriffen in den Prozeß. Dabei sollte ein Datensichtgerät Störungsmeldungen vorbehalten bleiben, die durch blinkende Marken in unterschiedlichen Farben zur Kennzeichnung der Dringlichkeit erfolgen und nach Quittierung durch das Personal von Blinken auf Daueranzeige umschalten.

Ein Datensichtgerät dient zur Darstellung der Gesamtanlage, wobei die bereits erwähnten Ausschnitte waagerecht und senkrecht verschiebbar und in der Ausschnittsgröße wählbar sind. Die verschiedenen Farben dienen dabei der Kennzeichnung des Schaltzustandes (rot ≙ eingeschaltete, weiß ≙ geerdete Anlagenteile) und des Spannungsniveaus (violett ≙ 220 kV, gelb ≙ 10 und 110 kV, grün ≙ 30 kV).

Die Bildverschiebung geschieht durch Kursorverschiebung. Während am 3. Datensichtgerät Einzelfelddarstellung (Betriebs- bzw. Schaltzustand der Primärgeräte und Meßwerte) erfolgen kann, ist ein 4. Datensichtgerät für Antihavarietraining des Bedienungspersonals vorgesehen, das gleichzeitig bei Ausfall eines oder mehrerer Datensichtgeräte als Reserve dient.

In der anschließenden Diskussion wurde die Erfassung und Protokollierung von Störungen auf Kassettenmagnetband dargelegt und die Problematik zu langsamer Drucker angesprochen.

Weiterhin standen Fragen der Dämpfung bei Lichtleitkabeln (5 dB/km) und somit Grenzen der z.Z. realisierbaren Entfernungen (bis 1500 m) sowie erzielbare Einsparungen und Störsicherheit im Mittelpunkt des Interesses.

Der Vortrag wurde durch attraktive Demonstrationsbeispiele am Funktionsmodell eines Wartenrechners mit Farbdisplay ergänzt.

G. Tippmann, Karl-Marx-Stadt EA 1649

Optimalstrategien bei unvollständiger Beobachtung

104. Kolloquium der Sektion Automatisierungstechnik der TH Karl-Marx-Stadt

Zur Behandlung dieser anspruchsvollen Problematik begrüßte der Sektionsdirektor, Prof. Dr. sc. techn. *Budig* das Ordentliche Akademiemitglied Prof. Dr. rer. nat. habil.

Schmelkowsky vom Institut für Kosmosforschung der Akademie der Wissenschaften der DDR in der Technischen Hochschule Karl-Marx-Stadt. Der Referent legte in seinem Vortrag die theoretischen Aspekte der dynamischen Programmierung dar, ging auf Strategien und Näherungsansätze sowie Vorgehensweisen bei indirekter Beobachtung, Maximierung über zwei Strategien, Beurteilung des Wertes von Informationen sowie Auswirkungen anhand des Wahrscheinlichkeitsvektors und die Komplexität des Gesamtproblems ein.

Weiterhin wurden die Parametrisierung der Wahrscheinlichkeitsaussage im Zustandsraum und der diskrete wie auch der kontinuierliche Zustandsraum sowie die Zusammenfassung von Zustandsräumen erläutert.

Das Vorgehen bei Näherungen, z.B. Zerlegen der Strategie in Beobachtungsvorschrift und Handlungsstrategie, gestattet schließlich bei kontinuierlichen Zustandsräumen durch Minimierung gewisse Abschätzungen. Obwohl bei linearem bzw. quasilinearem System triviale Transformationen möglich sind, also der Zustand linear ist, führt die Kombination von Zustand und Steuerung zur Nichtlinearität. Das Vorgehen nach einer optimalen Strategie muß unter Berücksichtigung der statistischen Ungenauigkeit der Zustandsaussage erfolgen.

Der Zusammenhang von Optimierung eines Umweges durch Näherungsverfahren unter ökonomischen Aspekten und Höhe des Risikos wurde an einem Beispiel plausibel dargelegt.

Im weiteren kamen Fragen des rechentechnischen Aufwandes bei der Optimierung des Erwartungswertes sowie der Erwartungswert des Gesamtgewinns und der Gebrauchswert der Informationen zur Sprache. Es wurde gezeigt, daß der rein lineare Fall keine neuen Optimalstrategien liefert. Wenn dagegen das Problem in der Kombination von Steuerung und Zustand nichtlinear ist, jedoch Steuerung und Zustand getrennt betrachtet linear sind, läßt es sich rechentechnisch noch behandeln und ergibt wesentliche Abweichungen, die den Charakter eines Experiments zur Informationsgewinnung tragen.

G. Tippmann, Karl-Marx-Stadt EA 1657

Weich- und hartmagnetische metallische Werkstoffe — Stand, neuere Entwicklungen, Anwendungen in der Elektrotechnik

105. Kolloquium der Sektion Automatisierungstechnik der TH Karl-Marx-Stadt

Prof. Dr. sc. nat. *J. Schneider*, Zentralinstitut für Festkörperphysik und Werkstofforschung der Akademie der Wissenschaften der DDR in Dresden, stellte unter o.g. Thematik das Spektrum der weich- und hartmagnetischen Werkstoffe vor. Ausgehend von den spezifischen Anforderungen bei den einzelnen Anwendungsfällen ging er dann vor allem auf Fragen des effektiven Einsatzes dieser unterschiedlichen Werkstoffe ein.

Angesprochen wurden dabei insbesondere die Elektrobleche, Magnetwerkstoffe mit extremen weichmagnetischen Eigenschaften, Magnetwerkstoffe für die Leistungselektronik und verformbare Dauermagnetwerkstoffe.

Bei der Betrachtung der Entwicklung, des Standes und der Zukunftsaussichten der magnetischen Werkstoffe galt folgenden Parametern besondere Beachtung

— Größe der Sättigungsmagnetisierung
— Magnetisierbarkeit
— Verluste

bei Anwendungen der weichmagnetischen Materialien in der Starkstromtechnik;

— Schleifenform
— Größe der Koerzitivkraft
— Anfangs- und Maximalpermeabilität

bei Anwendung der weichmagnetischen Materialien für Steuer-, Schalt- und Schutzzwecke;

— Größe des maximalen Energieproduktes
— Koerzitivfeldstärke
— Remanenzinduktion

beim Einsatz der hartmagnetischen Werkstoffe.

Der Referent verwies auf eine der notwendigen Voraussetzungen für die stetige Weiterentwicklung dieser Werkstoffgruppe:

— Enges Zusammenwirken von Entwicklern, Produzenten und Anwendern — beginnend bei der Aufgabenfindung bis hin zur Realisierung, d.h. Überführung in die Produktion.

Aus der physikalischen und werkstoffwissenschaftlichen Grundlagenforschung heraus ergaben sich in jüngster Zeit Ansatzpunkte bezüglich des Zusammenhanges von Struktur und Eigenschaften der kondensierten Materie für völlig neuartige magnetische Werkstoffe durch die amorphen Magnetika.

Insgesamt ist das internationale Niveau durch die Bereitstellung einer sehr breiten Palette von magnetischen Werkstoffen gekennzeichnet, die teilweise den speziellen Anforderungen in konkreten Anwendungsfällen angepaßt sind.

Der Referent verdeutlichte, daß es zur Beantwortung der Frage nach Möglichkeiten einer weiteren Verbesserung der Elektrobleche physikalischer und werkstoffwissenschaftlicher Grundlagenuntersuchungen für ein besseres Verständnis

— der dynamischen Magnetisierungsprozesse
— der Ursachen für die anomalen Verluste
— der Wirkung der unterschiedlichen technologischen Behandlungen auf die magnetische Bereichsstruktur

bedarf.

Weiterhin sind Grundlagenuntersuchungen zur

— Ausbildung der magnetischen Struktur
— Aufklärung der magnetischen Ordnung in Seltenen-Erd-Übergangsmetallverbindungen bzw. -legierungen
— Art der Magnetisierungsmode in derartigen Materialien

von Bedeutung für das Aufzeigen von Möglichkeiten für die Weiterentwicklung der hartmagnetischen Werkstoffe.

G. Tippmann, Karl-Marx-Stadt EA 1696

4. Fachtagung Leistungselektronik

Am 9. und 10. November 1983 fand in Leipzig die 4. Fachtagung „Leistungselektronik" statt. Ausrichter war der FUA 1.10 „Stromrichteranlagen". Das Tagungsprogramm umfaßte eine zweitägige Vortragsreihe mit insgesamt 24 Fachvorträgen. Der ausgewählte Problemkreis stellte erkannte Schwerpunkte zur Verbesserung der Energie- und Materialökonomie, der Technologie und der Erzeugnisqualität unter Berücksichtigung vor allem des Einsatzes der Leistungs- und Mikroelektronik dar. Die Bedeutung der eingesetzten Umrichter steigt in dem Maße, wie sich ihre Ökonomie verbessert.

In seinem Vortrag „Verluste bei wechselrichtergespeisten Drehstrommotoren" erläuterte Prof. Dr. sc. techn. *Budig* den Zusammenhang zwischen der Verfügbarkeit von leistungselektronischen Bauelementen und Mikrorechnern und der technischen und ökonomischen Realisierbarkeit von Lösungen für drehzahlgestellte Drehstromasynchronmotoren. Für die häufig zur Anwendung kommenden Antriebe mit Zwischenkreiswechselrichter entstehen in den Strömen und Spannungen Oberwellen, die zu Stromwärmeverlusten in den Motoren führen. Es werden Untersuchungen des Verlusthaushaltes für Strom- und Spannungs-Zwischenkreis-Wechselrichter im getakteten und gepulsten Betrieb vorgestellt.

Vom gleichen Referenten wurden am 2. Tagungstag in dem Vortrag „Elektrospeicher-Antrieb für Straßenfahrzeuge" praktische Ergebnisse des Pulsstellers und seiner Ansteuerung im Zusammenwirken mit der Bleibatterie und dem Gleichstrommotor geboten.

Prof. Dr.-Ing. habil. *Schönfeld* referierte zum Thema „Einfluß der Mikroelektronik auf die Entwicklung von Gleichstrom- und Drehstromantrieben". Dabei führte er aus, daß der erreichte und zukünftig zu erwartende hohe Integrationsgrad vorzugsweise diskreter mikroelektronischer Schaltkreise zunehmend die Digitalisierung der Signalverarbeitung ermöglicht. Dadurch ergeben sich qualitativ neue Lösungsmöglichkeiten der Steuerung und Regelung elektrischer Antriebe. Die Entwicklungslinie bis zur Anwendung von Selbstdiagnosesystemen wird aufgezeigt.

Im Vortrag „Stand und Entwicklungstendenzen der Stromrichter in der DDR und den RGW-Staaten" stellte Dipl.-Ing. *Kabisch* die Wechselbeziehung zwischen Mikro- und Leistungselektronik am Stand und den Entwicklungstendenzen der Stromrichtertechnik dar.

Anhand einiger Beispiele wurden die Fragen der Zusammenarbeit der RGW-Staaten behandelt.

Prof. Dr. sc. techn. *Conrad* berichtete unter dem Thema „Neue Bauelemente der Leistungselektronik aus applikativer Sicht" über Fortschritte in der Halbleitertechnologie, die die Entwicklung verbesserter und neuer leistungselektronischer Bauelemente erlauben. Einsatzmöglichkeiten von unipolaren Transistoren wurden angegeben und die Kombination von bipolaren und unipolaren Bauelementen diskutiert.

Von den Mitarbeitern des VEB Elektroprojekt und Anlagenbau Berlin, Dipl.-Ing. *Hübner* und Dipl.-Ing. *Worgitzki*, wurde in zwei Vorträgen die neue Generation des THYRESCH®-Systems vorgestellt.

Der Generationswechsel im Bereich der Walzwerkautomatisierung durch die Einführung der SP-Technik und die damit im Zusammenhang stehenden Probleme wurden im Vortrag von Dr.-Ing. *J. Krause*

„Neue Automatisierungslösungen für Walzwerkantriebe" behandelt.

Dipl.-Ing. *Wolff* faßte in dem Vortrag „Stand der Beherrschung von Stromrichternetzrückwirkungen" den erreichten Stand zusammen und behandelte an auserwählten Beispielen die Probleme des Blindleistungsbedarfs und der Verzerrung der Anschlußspannung mit Oberwellen.

Die Verträglichkeit elektrischer Betriebsmittel als wichtiger Parameter für die Funktionstüchtigkeit einer Anlage unter besonderen Betriebsbedingungen wurden von Dr.-Ing. *Weser* im Vortrag zum Thema „Verträglichkeit elektrischer Betriebsmittel an Bord von Schiffen" und Dipl.-Ing. *Becker* „Betriebserfahrungen mit Stromrichtern für Elektrolysebetrieb" erläutert.

Dr.-Ing. *Petzold* analysierte unter dem Thema „Aspekte zur Auswahl und Auslegung von Wechselrichterschaltungen" die Grundschaltungen der Wechselrichter, da die Schaltung im Zusammenhang mit dem gesamten Antriebssystem betrachtet werden muß.

Einen speziellen Anwendungsfall der Leistungselektronik behandelte Dr.-Ing. *Nikoloff* mit dem Thema „Nahverkehrsfahrzeuge mit elektronischer Leistungssteuerung — Stand und Perspektiven". Am Beispiel der Triebzüge der BR 270 der Berliner S-Bahn wurden unter Berücksichtigung der perspektivischen aktiven und passiven Bauelemente der Leistungselektronik Wege zur weiteren Erhöhung der Effizienz der elektronischen Steuerung auf Nahverkehrsfahrzeuge diskutiert.

Die große Anzahl der Vorträge gestattete es, eine umfassende Bestandsaufnahme der Forschungsergebnisse und der praktischen Anwendung in einer sehr großen Breite zu geben, da Entwickler, Hersteller und Betreiber der Leistungselektronik-Ausrüstungen gleichermaßen zu Wort kamen.

Die überwiegende Zahl der Vorträge sind in den Fachzeitschriften ELEKTRIE, Heft 10/83, und Wissenschaftlich-technische Informationen des VEB Kombinat Automatisierungsanlagenbau, Heft 5/83, veröffentlicht worden.

E. Schlechter, Berlin EA 1684

Neue Aspekte der Informations- und Systemtheorie

Vorträge der NTG-Fachtagung vom 23. bis 25. März 1983 in Garmisch-Partenkirchen

Veranstalter Nachrichtentechnische Gesellschaft im VDE (NTG), Fachausschuß 1 „Informations- und Systemtheorie". Berlin, Offenbach: VDE-Verlag GmbH 1983

Die in diesem Tagungsbericht zusammengefaßten Vorträge zeichnen aktuelle Anwendungsgebiete der Informations- und Systemtheorie im digitalen Bereich auf. Diese Anwendungsgebiete sind gekennzeichnet zum einen durch den zunehmenden Einsatz digitaler Signalübertragungs- und Vermittlungseinrichtungen und zum anderen durch die häufigere Anwendung von Verfahren der digitalen Signalverarbeitung in Zentralen und Endgeräten. Dieser Bericht behandelt ein breites Spektrum dabei entstehender theoretischer Probleme.

Er beinhaltet die Modellierung von gestörten Funkkanälen, vor allem von fadingbehafteten Kanälen, mittels stochastischer Prozesse.

Eine Anzahl von Empfangs- und Optimierungsprinzipien der digitalen leitungsgebundenen Übertragung wird für verschiedene Kanalmodelle (metallische Leiterpaare, Kanal in Form eines linearen Abtastfilters u. a.) entwickelt.

Breiter Raum steht den Beiträgen zur Modulation, Kanal- und Quellencodierung zur Verfügung. Hier werden Verfahren der bandbreiten-effizienten Codierung und Modulation und eine vielversprechende automatentheoretische Betrachtungsweise der Digitalübertragung vorgestellt. Während die Vorträge zur Kanalcodierung hauptsächlich verschiedene Klassen fehlerkorrigierender Codes vorstellen, streifen die Vorträge über Quellencodierung sowohl theoretische Gesichtspunkte der Vektorquantisierung stochastischer Modellprozesse als auch Bild- und Sprachsignalcodierungen in konkreten Übertragungssystemen (UKW-System, Datenverbundsystem, Videosignalverarbeitung).

In dem letzten, der mehrdimensionalen Systemtheorie gewidmeten Schwerpunkt kommt an Hand von konkreten Beispielen sehr deutlich zum Ausdruck, daß mittels der Methoden der Systemtheorie Systeme verschiedener Wissenschaftsgebiete (z. B. der Physik, der Biologie) einfach und wirkungsvoll unter einheitlichen Gesichtspunkten beschrieben werden können.

R. Merker, Dresden EA 1656

Großintegration

Vorträge der NTG-Fachtagung vom 7.—9. März 1983 in Baden-Baden

NTG-Fachberichte 82. Berlin, Offenbach: VDE-Verlag GmbH 1983

Die rasche Weiterentwicklung auf allen Teilgebieten der Mikroelektronik war Anlaß, in einer 3. Fachtagung (1. Tagung 1979, 2. Tagung 1981) zum Thema „Großintegration" den Stand von Forschung, Entwicklung und Anwendung in diesem überaus dynamischen Spezialgebiet erneut zu dokumentieren und einem breiten Kreis von Schaltkreisherstellern nahezubringen.

Im vorliegenden Band der NTG-Fachberichte sind die auf dieser Tagung gehaltenen 9 Übersichtsvorträge und 36 Originalbeiträge dokumentiert. Sie befassen sich mit den beim gegenwärtig sich vollziehenden Übergang von den LSI-Schaltungen zu den VLSI-Schaltungen relevanten Problemen, und zwar:

- mit der Entwicklung und Anwendung flexibler Entwurfsverfahren auf logischer, physikalischer und topologischer Ebene unter Einschluß der Testbarkeit integrierter Systeme
- mit Simulationsverfahren auf System-, Logik-, Schaltungs- und Bauelementebasis
- mit den prozeßtechnologischen Besonderheiten neuer Gate-Materialien
- mit Aspekten der Zuverlässigkeit
- mit höchstintegrierten Schaltkreis-Produkten und deren Anwendung
- und mit Gesichtspunkten der Anwender-Hersteller-Beziehungen im Wandel der IC-Produktstruktur.

Darüber hinaus werden die physikalischen, nicht überschreitbaren Grenzen der Silizium-Chip-Technologie quantifiziert und ein Ausblick auf alternative Technologien für künftige Systeme gegeben.

Die Durchsicht der Beiträge ist insbesondere Schaltkreisentwicklern aber auch Anwendern zu empfehlen.

E. Habiger, Dresden EA 1646

DISSERTATIONEN

Vogel, J.

Erwärmungsberechnung und Typenleistungsbestimmung elektrischer Maschinen nach dem Zweikomponentenmodell

Dissertation B, TU Dresden 1982

Wegen der begrenzten Temperaturbeständigkeit der im Elektromaschinenbau eingesetzten Isolierstoffe, die maßgebend für die Typenleistung einer elektrischen Maschine ist, ist eine Vorausberechnung der Erwärmung von höchstem Interesse. Auf der Basis einer Analyse vieler Erwärmungsmessungen vor allem an Asynchronmotoren wird ein Zweikomponentenmodell entwickelt, das auch nichtstationäre Betriebsfälle mit ausreichender Treffsicherheit zu beschreiben gestattet. Das Modell ermöglicht eine bezüglich der thermischen Beanspruchung der Isolierstoffe optimale Festlegung der Typenleistung für die wesentlichsten auftretenden Betriebsarten.

Kaule, G.

Untersuchung von Gleichstromkleinantrieben im Hinblick auf Systematisierung, Meß- und Prüftechnik

Dissertation A, TU Dresden 1983

Auf Basis einer umfangreichen Patent- und Literaturrecherche werden Gleichstromkleinantriebe im Hinblick auf elektronische Beschaltung, Einsatzbedingungen und Antriebsaufgabe analysiert. Daraus resultiert der Vorschlag eines Baugruppensystems, für dessen Baugruppen je nach benötigter Stückzahl und gestellten Ansprüchen die prinzipielle Gestaltung, die wesentlichsten Parameter und Hinweise für eine günstige Technologie angegeben werden. Danach erfolgt die Darstellung des Entwurfs und des Baus eines universellen Versuchsstandes für Gleichstromkleinantriebe mit Simulierung typischer Belastungskennlinien.

Kunze, W.

Auslegungs- und Toleranzuntersuchungen an Drehfeldmaschinen kleiner Leistung

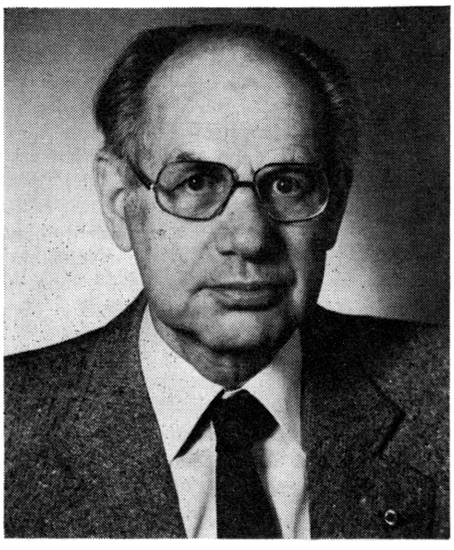
Dissertation B, TU Dresden 1983

Untersucht werden zwei Forschungsprobleme für Maschinen kleiner Leistung. Im ersten Teil erfolgen die Überprüfung der Leistungsfähigkeit von Modellierungsverfahren und die Behandlung der optimalen Auslegung unterschiedlicher Wechsel- und Drehstrommotoren, vor allem mit mathematischen Methoden der nichtlinearen Modellierung und der Suche nach Extrema bei vorgegebenen Grenzwerten. Hierbei wird eine Reihe von Teilproblemen mit z. T. großer Bedeutung untersucht, wozu die elektromagnetische Berechnung magnetischer Felder und Kreise sowie die Untersuchung der Parameterbereiche und ihrer Tendenzen gehören. Der zweite Teil umfaßt eine tiefgreifende Analyse der Toleranzen von geometrischen, material- und fertigungsspezifischen Parametern. Als Bestätigung für die Richtigkeit des Vorgehens und für die Effektivität der vorgeschlagenen Methoden dienen Beispiele von Asynchron- und Hysteresemotoren verschiedener Ausführung.

K. Vogt, Dresden EA 1697

PERSÖNLICHES

Prof. (em.) Dr.-Ing. habil. Rudolf Lappe 70 Jahre



Am 27. Mai 1984 vollendet Prof. (em.) Dr.-Ing. habil. *Rudolf Lappe* sein 70. Lebensjahr.

Für seine zahlreichen ehemaligen Schüler im In- und Ausland, die heute vielfach in leitenden Positionen in der Industrie oder als Wissenschaftler in Forschung und Lehre wirken, für seine früheren Fachkollegen sowie für die Redaktion und den Beirat der Fachzeitschrift ELEKTRIE, in dem Prof. *Lappe* schon seit vielen Jahren aktiv mitwirkt, ist dies Anlaß, ihm die herzlichsten Glückwünsche auszusprechen. Wir wünschen dem Jubilar weiterhin alles Gute, beste Gesundheit und viel Erfolg bei der Bewältigung der vielfältigen Aufgaben, denen er sich nach wie vor mit Freude und Hingabe widmet.

Kürzlich erreichte uns ein Brief aus Indien von einem seiner ehemaligen Schüler. Da wir der Meinung sind, daß er die Persönlichkeit Prof. *Lappes* besser charakterisiert, als eine Aufzählung seiner vielen Erfolge und Verdienste, wollen wir unseren Lesern diese Zeilen nicht vorenthalten. Aus diesem Grund veröffentlichen wir nachstehend den Brief von Dr.-Ing. *Govind M. Phadke* aus Bombay.

Redaktion und Beirat der Fachzeitschrift ELEKTRIE

Professor Lappe, mein Lehrer

Mein erstes Zusammentreffen mit Professor *Lappe* war so etwas wie ein Wendepunkt in meinem Leben. Ich war einer der Stipendiaten, die von der indischen Regierung für das Stipendium ausgewählt wurden, das von der Regierung der DDR für die Durchführung weiterer Studien der Elektrotechnik geboten wurde. Ich wollte meine Untersuchungen auf dem Gebiet der Steuerung und Regelung elektrischer Antriebe fortsetzen.

Bis dahin hatten wir nur sehr wenig Wissen und Kontakt zu deutschen Universitäten. Deshalb mußte die Auswahl der Themen und der Professoren in den ersten drei bis vier Monaten nach Eintreffen in der DDR vorgenommen werden, während die Intensivausbildung in deutscher Sprache erfolgte. Unglücklicherweise wurde in diesem Zeitraum für mich kein geeigneter Professor gefunden, und ich wurde deshalb zur Technischen Hochschule Magdeburg gesandt, um dort die Möglichkeit der Fortsetzung meiner Studien zu erforschen. Das war im Februar/März 1959.

Da die Einrichtungen in Magdeburg für meine Arbeit zu jener Zeit unangemessen waren, hatte ich enttäuscht die Entscheidung getroffen, die verbleibende Zeit meines Stipendiats dazu zu nutzen, eine praktische Ausbildung auf verschiedenen Gebieten zu erhalten. Dementsprechend begann ich im November 1959 meine Ausbildung im Transformatoren- und Röntgenwerk Dresden. Dr. *Winter*, der Direktor, hatte ein persönliches Interesse an meinem Fall, und ich mußte ihm 14tägig Bericht erstatten. In einer unserer Diskussionen erkannte Dr. *Winter*, daß ich grundsätzlich den Wunsch hatte, auf steuerungstechnischem Gebiet mit der Spezialisierung „Magnetische Verstärker" zu promovieren. Nach Anhören meiner Wünsche ging er seine Aufzeichnungen durch und telefonierte mit Professor *Lappe*, erklärte ihm die Situation und arrangierte ein Zusammentreffen mit ihm für den folgenden Tag.

Ich begegnete Professor *Lappe* mit gemischten Gefühlen. Das Gespräch veränderte jedoch meine innere Einstellung grundsätzlich. Nach einer technischen Betrachtung (glücklicherweise in englisch) stimmte Professor *Lappe* zu, mich als Aspiranten zu übernehmen. Seine Freundlichkeit, die offene Art, in der er mir unmittelbar die Entscheidung mitteilte, die Energie, mit der er das Verfahren durchführte, beeindruckten mich tief. Ergänzend wirkte die Wohltat, daß sein Englisch perfekt war, wodurch meine Kommunikation mit ihm erleichtert wurde.

Im Januar 1960 begann ich im Institut für Allgemeine Elektrotechnik der TU Dresden, und ich arbeitete an meiner Dissertation bis etwa März 1962 und erhielt den Doktorgrad im Juli 1962.

Diese zweieinhalb Jahre werde ich nie vergessen. Die Persönlichkeit Professor *Lappes* hatte sich bei den Studenten und Aspiranten widergespiegelt, die bei ihm arbeiteten. Alle schöpften Kraft und Inspiration von ihm, und sie waren ebenso freundlich in ihren Diskussionen und immer hilfreich.

Während dieser Zeit traf ich mit Professor *Lappe* regelmäßig zusammen, um über den Fortgang meiner Arbeit zu berichten. Aber einen dauerhaften Eindruck erhielt ich bei meinen Reisen mit ihm in seinem Auto von Dresden nach Berlin, manchmal sogar mit Rückreise. Es war in der Tat freundlich und aufmerksam von ihm, mir das Mitfahren zu ermöglichen, wenn er nach Berlin fuhr, um zu arbeiten, während ich nach Berlin wollte, um in der Staatsbibliothek Bücher durchzuarbeiten oder um unser Konsulat aufzusuchen. Bei diesen Konversationen bekam ich viel mehr Kenntnisse über verschiedene Nuancen seiner Persönlichkeit, seine Interessen und die persönliche Erfahrung seiner inneren Antriebsenergie, die ihn zwingt, nach höheren Zielen zu streben. Eine seiner Feststellungen hinterließen einen sehr dauerhaften Eindruck auf mich, und ich möchte sie deshalb wiederholen, da sie mich in meiner weiteren beruflichen Karriere begleitete:

„Wenn ein Mensch etwas Gutes erreicht hat, sollte er dafür gelobt und beglückwünscht werden, aber gleichzeitig sollte der Mensch nicht daran beurteilt werden, was er erreicht hat, sondern daran, ob er erreicht hat, was zu erreichen er in der Lage ist."

Ich hatte das Vergnügen und das Vorrecht, ein Vorlesungsprogramm für Professor *Lappe* in drei hauptstädtischen Zentren Indiens in den Jahren 1981 und 1982 zu organisieren. Ich hatte einige Besorgnis über das Thema, das von ihm ausgewählt worden war, und ich zog es deshalb vor, es mit ihm vorher zu diskutieren. Als er es erläuterte, erkannte ich, daß die oben zitierte Äußerung vielleicht tatsächlich das Leitprinzip von Professor *Lappe* ist. Bevor ich zu Studien zur Erlangung des Doktorgrades aus Indien aufbrach, hatten wir seinen Namen schon in Verbindung mit Quecksilberdampf-Gleichrichtern gehört. Während meiner Aspirantur wurde er bereits als eine Autorität auf dem Gebiet der magnetischen Verstärker und anderer Steuerungselemente angesehen, während er jetzt ein Pionier und gut bekannter Experte auf dem Gebiet der Leistungselektronik-Meßtechnik ist. Seine Vorlesungsreihe war ein großer Erfolg, der so hoch war, daß wir einen ausgezeichneten Artikel von ihm in unserem IEMA-Journal veröffentlichen konnten.

Unsere Zusammenarbeit war fruchtbringend und resultierte in der Entwicklung einer gegenseitigen Achtung und Verehrung sowie in der Verehrung Professor *Lappes* zu Indien und meiner zur DDR.

Unmittelbar nach mir gab es zwei weitere indische Aspiranten, die ihre Promotion bei Professor *Lappe* abschlossen. Es bedeutete für mich eine große Freude, als er einen meiner Studenten annahm, der ebenfalls ein Stipendiat der Regierung Indiens für die DDR war, um bei ihm den Doktorgrad zu erlangen.

Die Inder sind sentimental. Anläßlich der freudigen Begebenheit des 70. Geburtstages von Professor *Lappe* gebe ich der Hoffnung Ausdruck, persönlich anwesend zu sein, um ihm zur Vollendung seines 100. Geburtstages gratulieren zu können.

Dr.-Ing. Govind M. Phadke
Generalsekretär der Indian Electrical
Manufacturers Association, Bombay EA 1668

BUCHER

Elektrohydraulische Servoantriebe

Reihe Automatisierungstechnik, Band 203

Von *R. Wächter, K. Littmann, S. Kietz*
Berlin: VEB Verlag Technik 1. Auflage 1983. 80 Seiten, 41 Bilder, 18 Tafeln. Karton 4,80 M.
Bestell.-Nr. 553245 7

Die Autoren behandeln die elektrohydraulischen Servoantriebe zur Erzeugung stetig stellbarer translatorischer und rotatorischer Bewegungsabläufe als einen elektrohydraulischen Regelkreis. Dazu wird zunächst dessen gerätetechnische Ausrüstung, bestehend aus elektrohydraulischem Wandler (Servoventil), Stelleinrichtungen, Druckölbereitstellung, Meßeinrichtungen und analogen Reglern, beschrieben. Daran schließt die Dimensionierung nach einem vorgeschlagenen Algorithmus an, gefolgt von einer detaillierten Beschreibung des dynamischen Verhaltens des Regelkreises. Das daran anknüpfende Dimensionierungsbeispiel (translatorischer elektrohydraulischer Positionierungsantrieb) beschreibt systematisch den Weg von der Aufgabenstellung bis zur Einstellung des Reglers und bezieht die in den vorangegangenen Abschnitten angegebenen Gleichungen ein. Die Arbeit endet mit grundsätzlichen Aussagen über mikrorechnergesteuerte Servoantriebe, die u.a. höchst aktuell am Beispiel einer digitalen Lageregelung (z.B. Industrieroboter) verdeutlicht werden.

Vom starkstromtechnisch orientierten Leser werden Kenntnisse der Automatisierungstechnik erwartet, die ihm in Verbindung mit der elektrohydraulischen Analogie (Druck entspricht Spannung, Ölstrom entspricht elektrischem Strom), zahlreichen Grafiken und Tabellen sowie einem umfangreichen Literaturverzeichnis einen raschen Zugang zum Inhalt der Arbeit ermöglichen.

J. Schwarz, Berlin EA 1709

Digitale Signalverarbeitung

Von *G. Meyer*. Berlin: VEB Verlag Technik 1982. 1. Auflage. 360 Seiten, 174 Bilder, 29 Tafeln, 127 Lit. Kunstleder 48,—Mark.
Bestell-Nr. 553069 7

Hauptbestandteile eines digitalen Signalverarbeitungssystems sind ein AD-Wandler, ein spezieller programmierbarer Mikrorechner und ein DA-Wandler. Derartige Systeme haben in der langsamen bis mittelschnellen Prozeßdatenverarbeitung, sowie in der Prozeßmeßtechnik, der Regelungstechnik und der Prozeßoptimierung bereits ein weites Anwendungsgebiet gefunden. Sie verdrängen in zunehmendem Maße die klassische analoge Realisierungstechnik.

Der Autor hat mit dem vorliegenden Buch dem Bedürfnis der Entwickler und Anwender derartiger Systeme Rechnung getragen, sich tiefer mit den theoretischen Grundlagen und den vielfältigen Anwendungsmöglichkeiten vertraut zu machen. Er geht dabei von der Tatsache aus, daß die Entwicklung geeigneter Algorithmen und ihre programmtechnische Realisierung — wie in der Mikrorechentechnik überhaupt — zur Hauptarbeit geworden ist.

Im ersten Teil des Buches werden mathematische Modelle der digitalen Signale und deren Umwandlung in linearen Systemen behandelt. Neben den damit in engem Zusammenhang stehenden Funktionaltransformationen wird auch kurz auf Probleme der Signalwandlung, wie Abtastung, Interpolation und Extrapolation, eingegangen. In der Darstellung verwendet der Autor die moderne algebraische Notierung, deren Grundbegriffe im Anhang zusammengefaßt zu finden sind.

Ein weiterer Abschnitt beschäftigt sich mit dem Entwurf eindimensionaler linearer Systeme im Zeitbereich und im Frequenzbereich, wobei auch Fragen der Strukturierung behandelt werden. Zur Illustration der Modellierung mehrdimensionaler Systeme verwendet der Autor die klassischen Wärmeleitungs- und Telegrafengleichungen. Ein letzter Abschnitt ist der Realisierung digitaler Systeme zur Signalverarbeitung gewidmet. Neben einer ausführlichen Darstellung der Zahlensysteme, der Arithmetik und der Steuerungsprinzipien enthält er eine knappe Beschreibung bereits monolithisch realisierter Signalprozessoren. Das Buch stellt insgesamt infolge der stark mathematischen Darstellung an den Leser hohe Ansprüche. Dem Praktiker wird empfohlen, sich über die Diskretisierung der Übertragungscharakteristik analoger Systeme (Abschnitt 3.2) und anhand der Blockschaltbilder der Signalprozessoren (Abschnitt 5) Zugang zur Gesamtproblematik zu verschaffen.

A. Müller, Dresden EA 1707

Isolierung von Hochspannungsgeräten

Von *G. N. Aleksandrov; W. L. Ivanov. Leningrad*:
Leningrad: Energoatomisdat 1984. 208 S.

Inhalt des Buches sind Forschungsergebnisse, die unter Leitung der Autoren am Lehrstuhl „Elektrische Apparate" des Leningrader Polytechnischen Institutes zur Gestaltung von Hochspannungsgeräten mit Isolationsspannungen bis 1800 kV gewonnen worden sind.

Das Buch enthält folgende Hauptabschnitte

1. *Allgemeine Probleme der Isolierung von Hochspannungsgeräten*
   Behandelt werden eine Systematik der Isolierungen, die Geräte als Bestandteile von Umspannwerken sowie grundsätzliche Konstruktionselemente.
   Ebenso wird auf Lebensdauerprobleme und den statistischen Charakter des Isoliervermögens hingewiesen.
2. *Entwicklung des Durchschlages in Isolierungen von Hochspannungsgeräten*
   Der Leser findet in gedrängter Form physikalisch begründete Vorstellungen zum Gasdurchschlag im homogenen Feld, zum Durchschlag langer Luftfunkenstrecken, zum Überschlag (verschmutzter) Oberflächen, zum Langzeitverhalten von organischen Isolierungen hinsichtlich Oberflächenentladungen und zum Durchschlag von Feststoffen und Flüssigkeiten.
3. *Abschirmelektroden*
   Beschrieben wird die Feldberechnung an den für Höchstspannungsgeräten wichtigen Abschirmelektroden. Grundelement ist das Toroid, das zu Doppel- oder Dreifachtoroiden kombiniert werden kann.
4. *Isoliervermögen der Freiluft-Hochspannungsgeräte*
   Es wird mit Hilfe von umfangreichen Meßergebnissen zum Schaltspannungs-Durch- und Überschlag gezeigt, wie es durch erhöhte Aufstellung der Geräte (d.h. Fundamentgestaltung), großflächigen Hochspannungselektrodenund / oder Zwischenelektroden gelingt, im Vergleich zur Stab-Platte-Anordnung höhere spezifische Durchschlagspannungen zu erzielen (d.h. einen Umschlag der Streamer in die Leader-Entladung tritt erst bei relativ hohen Spannungen auf).
5. *Dimensionierung der Isolierung von Hochspannungsgeräten*
   Ausgehend vom statistischen Charakter des Durchschlagprozesses und dem „Vergrößerungsgesetz" (d.i.: höhere Wahrscheinlichkeit eines Durchschlages für „große" Isolierungen mit z.B. vielen parallelen Isolierstrecken) wird erläutert, wie die Fehlerwahrscheinlichkeit bei bekannter Verteilungsfunktion der Überspannungen ermittelt werden kann.
   Allerdings sind die Angaben zur Statistik der Überspannungen nicht umfassend genug, um die Methode allgemein anwenden zu können.
6. *Innere Isolierung gasisolierter Hochspannungsgeräte*
   Beschrieben wird, wie koaxiale Anordnungen für Luft und SF_6 abhängig von den druck- und krümmungsabhängigen elektrischen Festigkeiten zu optimieren sind. Auf isoliertechnische Probleme der Abstandshalter, der dreiphasig gekapselten Schienen sowie der geöffneten Trennstrecken wird hingewiesen.

Mit dem Buch werden Ideen und Ergebnisse zur Lösung einer der Hauptaufgaben der Hochspannungsisoliertechnik — die weitere Erhöhung der Übertragungsspannung — zur Diskussion gestellt. Es ist deshalb eine wichtige Publikation für alle Spezialisten auf diesem sich international stürmisch entwickelndem Gebiet.

H. Böhme, Dresden EA 1716

Grundlagen für die Projektierung und Berechnung von Hydraulikanlagen

Reihe Automatisierungstechnik Band 186

Von *G. Blumauer*. Berlin: VEB Verlag Technik 2. stark bearbeitete Auflage 1983. 84 Seiten, 36 Bilder, 3 Tafeln. Karton 4,80 M.
Bestell-Nr. 552669 8

Die vorgelegte Schrift beinhaltet Projektierungs- und Berechnungsgrundlagen, die übersichtlich dargestellt und knapp erläutert auch dem Starkstromtechniker einen raschen Zugang in die Problematik der Hydraulikanlagen ermöglichen. Da die mögliche Anwendung von Hydraulikantrieben von Antrieben für Werkzeugmaschinen bis zu Antrieben von Leistungsschaltern reicht, dürfte auch die 2. Auflage des Bandes 186 einen wiederum breiten Interessentenkreis finden.

Der Autor setzt beim Leser Grundkenntnisse in der Funktion hydrostatischer Bauelemente voraus. Darauf aufbauend werden unter konsequenter Anwendung des standardisierten ORSTA-Gerätebaukastens Projektierungsregeln angegeben. Für die Berechnung notwendige zugeschnittene Größengleichungen, Nomogramme und zahlreiche Diagramme ermöglichen es, das am Schluß ausführlich behandelte Beispiel eines hydrostatischen Antriebs nachzuvollziehen, um eigene Erfahrungen auf diesem Gebiet zu sammeln und erworbenes Wissen zu überprüfen.

J. Schwarz, Berlin EA 1709

Elektrische Schmelzsicherungen für Niederspannung — Vorgänge, Eigenschaften, technischer Einsatz

Von *H. Johann.* Berlin, Heidelberg, New York: Springer Verlag 1982. 1. Auflage, 118 Seiten, 44 Bilder

Das Buch enthält die physikalischen Grundlagen zum Verhalten von Sicherungen sowie zu Vorgängen in Stromkreisen mit Sicherungen:

— Wärmevorgänge vor Beginn des Abschmelzens
— Zerfallsvorgänge
— Zeit-Strom-Verhalten bis zum Unterbrechen
— Gasentladungen in Sicherungen
— Vorgänge in Stromkreisen mit Sicherungen
— Kontaktstellen.

Dem Autor gelingt es, die sehr vielfältigen Probleme recht anschaulich und zugleich gründlich darzulegen. Der Nicht-Spezialist wird erstaunt sein, wieviel interessante Fragen das auf den ersten Blick einfach erscheinende Bauelement „Schmelzsicherung" aufwerfen kann.
Das Buch ist sehr nützlich, um z. B. die Erwärmungsprobleme zu erkennen und zu beurteilen, die vor allem durch den Einsatz von Sicherungen in gekapselten Schaltanlagen entstehen.
Originell sind die Angaben von „Engpaßkoeffizienten", die die Widerstandserhöhung von Schmelzbändern mit Querschnittsänderungen beschreiben.
Jedes Kapitel endet mit einem sorgfältig zusammengestellten Literaturverzeichnis sowie mit einem Hinweis auf internationale Normen.

H. Böhme, Dresden EA 1630

Berechnung elektrischer Felder von Hochspannungsgeräten

Von *E. S. Kolečitcky.* Moskau: Energoatomisdat 1983, 1. Auflage. 168 Seiten, 55 Bilder, 16 Tafeln, Karton

Das vorliegende Buch gibt einen Überblick über die am Lehrstuhl für Hochspannungstechnik des Moskauer Energetischen Institutes durchgeführten Arbeiten auf dem Gebiet der numerischen Feldberechnung.
Einleitend wird dargestellt, mit welchem Ziel in der Hochspannungstechnik Feldberechnungen durchgeführt werden und welche Anwendungsgebiete sich ergeben. Anschließend werden die international gebräuchlichen Berechnungsverfahren:

— Differenzenverfahren
— Variationsansatz
— Methode der finiten Elemente
— Methode der Integralgleichungen
— Ladungsverfahren

kurz erläutert und gegenübergestellt. Unter Berücksichtigung des Aufwandes (Rechnerauslastung, Rechenzeit, Zeit für Datenaufbereitung) und der erreichbaren Genauigkeit werden die Integralgleichungsmethode und das Ladungsverfahren für eine Realisierung auf dem Digitalrechner ausgewählt. Beide Verfahren werden ausführlich beschrieben und Genauigkeitsbetrachtungen angestellt.

Das erste Verfahren wird für beliebig geformte Elektroden empfohlen. Seine Anwendung wird am Beispiel von Abschirmelektroden (Stab- und Toroidelektroden) sowie an einer gasisolierten Durchführung und an Grundanordnungen für druckgasisolierte Schaltanlagen erläutert. Die Ergebnisse der für verschiedene Parameterkombinationen durchgeführten Berechnungen sind in Diagrammen, Tabellen und Approximationsfunktionen so übersichtlich zusammengestellt, daß dieser Teil des Buches ohne weitere Feldberechnungen als Grundlage der Dimensionierung solcher Elektrodensysteme benutzt werden kann.

Das Ladungsverfahren wird, obwohl auch die obigen Aufgaben damit lösbar wären, nur für einfache Elektrodenformen und dünne Leiter (Freileitungen) vorgeschlagen. Es werden Berechnungen an Freileitungsanordnungen für 1150 kV vorgestellt.

Für beide Feldberechnungsverfahren werden komplette FORTRAN-Programme einschließlich der notwendigen Instruktionen zum Erstellen der Eingabedaten angegeben. Damit ist die Möglichkeit gegeben, die angeführten Feldberechnungsverfahren unmittelbar nachzunutzen.

In der Vorstellung dieser leistungsfähigen Feldberechnungsprogramme und der Vermittlung der Erfahrungen bei deren Anwendung besteht der hauptsächliche Wert dieses Buches. Darüber hinaus haben die berechneten Ergebnisse für häufig benötigte Grundanordnungen (z. B. Durchführungen) eine eigenständige Bedeutung.

J. Speck. Dresden EA 1667

Grundgebiete der Elektrotechnik

Band 1. Stationäre Vorgänge

Von *Führer, Heidemann, Nerrestor.* München, Wien: Carl Hanser Verlag 1983. 266 Seiten, 474 Bilder

Es ist der erste Teil eines Lehrbuches für Studenten der Elektrotechnik an technischen Hochschulen zur systematischen und umfassenden Einführung in ihr Fachgebiet. Das heißt, es wendet sich an Studenten der ersten Semester, die weder eine abgeschlossene Mathematik- und Physikausbildung besitzen, noch die Probleme der praktischen Elektrotechnik kennen, die aber bereit sind, sich die Grundgesetze der Elektrotechnik als Basis für die spätere Ausbildung und Praxis gründlich zu erarbeiten. Wer konsequent mit diesem Buch arbeitet, schafft sich einen soliden Zugang zu den Problemen der Elektrotechnik.

Das Buch enthält folgende Hauptabschnitte: Grundbegriffe, Zweipole, Vierpole Netzwerkanalyse, elektrisches Feld, magnetisches Feld, Leitungsmechanismen.

Interessant und wertvoll für das Studium sind die jedem Kapitel vorangestellten „Ziele" und nachgestellten „Fragen". Selbstverständlich enthält das Buch zu jedem Problem Übungsaufgaben.

Nach jedem Kapitel wird mit einem Abschnitt „Praxisbezug" versucht, Anwendungen zu zeigen und für das Studium der Theorie zu motivieren. Ob das im gewünschten Maße gelingt, ist fraglich.
Durch die konsequente Beschränkung auf stationäre Vorgänge enthält das Buch keine Ausführungen zum Verschiebungsstrom; die Induktionswirkungen werden nur kurz angedeutet, und das Induktionsgesetz wird gar nicht erwähnt.

Knotenpunkt- und Maschensatz werden im Buch relativ spät eingeführt, d. h., nachdem bereits mit ihnen in vorangegangenen Kapiteln gearbeitet wird.

Bemerkenswert ist, daß Fragen der Energie (Umwandlung von Elektroenergie in andere Energieformen, Energien im magnetischen Feld, Kräfte im elektrischen Feld) im Buch kaum eine Rolle spielen. „Vierpole" werden vor dem Abschnitt „Netzwerkanalyse" behandelt.

H. Böhme, Dresden EA 1611

Steuerverfahren für Drehstrommaschinen

Theoretische Grundlagen

Von *H. Späth.* Berlin, Heidelberg, New York, Tokio: Springer-Verlag 1983

In immer stärkerem Maße erobert sich die Drehstromantriebstechnik neben der klassischen Gleichstromtechnik bestimmte Anwendungsfelder und wird somit zu einer Ergänzung der Gleichstromantriebstechnik. In zahlreichen Publikationen werden theoretische und praktische Probleme der Beherrschung von dynamisch hochwertigen Drehstromantrieben behandelt. Der Autor, bekannt durch seine eigenen wissenschaftlichen Arbeiten auf diesem Gebiet, hat sich der Aufgabe unterzogen, die theoretischen Grundlagen der Steuerungsverfahren für Drehstrommaschinen in geschlossener Form darzustellen. Dabei behandelt er die Drehstromasynchronmaschine als Kurzschlußläufer, die doppeltgespeiste Drehstrommaschine mit Dämpferwicklung und die Drehstromsynchronmaschine mit Schenkelpolen und Dämpferwicklungen. In einem Anhang werden Systemgleichungen für Asynchron- und Synchronmaschinen dargestellt. Ergänzt wird das Buch durch ein Literatur-, ein Namen- und ein Sachverzeichnis.
Die theoretisch anspruchsvolle Darstellung, die sich insbesondere auch der Matrizenrechnung bedient, erfordert Kenntnisse in der Theorie elektrischer Maschinen genauso wie in der Regelungstechnik und Stromrichtertechnik. Die mathematischen Herleitungen sind übersichtlich und verständlich dargestellt. In jedem Fall werden Signalfußbilder für die einzelnen Antriebsarten angeboten, so daß letztendlich auch ein Vergleich verschiedener Antriebsvarianten möglich ist. Spezielle Probleme des Zusammenspiels von elektrischer Maschine und Leistungselektronik werden angedeutet, aber nicht umfassend behandelt, da das auch das Anliegen des vorliegenden Buches sprengen würde.

Die textliche Formulierung ist knapp, aber verständlich. Durch zahlreiche Abbildungen und Diagramme werden die Ausführungen untermauert und veranschaulicht. Das Buch ist eine Bereicherung auf dem Gebiet der theoretischen Darstellung von Antriebsproblemen. Das beigefügte Literaturverzeichnis ermöglicht das Heranziehen weiterer vertiefender Literatur. Als mangelhaft zu werten ist allerdings die Tatsache, daß sich dieses Verzeichnis im wesentlichen auf Veröffentlichungen aus der Schweiz, der BRD und einige Arbeiten aus den USA und England beschränkt.

P.-K. Budig, Karl-Marx-Stadt EA 1610

Dokumentation

Vogt, K.; Bunzel, E.; Oswald, B.; Schubert, P.: **Das Görgessche Phänomen – von der Entdeckung bis zur heutigen theoretischen Behandlung**
ELEKTRIE, Berlin 38 (1984) 5, S. 163 – 165, 5 Bilder, 3 Gln., 8 Lit.
Das Görgesche Phänomen kann bei allen Drehfeldmaschinen auftreten und äußert sich darin, daß sich ein stationärer Arbeitspunkt in der Nähe der halben Nenndrehzahl einstellt. Ausgehend von der erstmaligen Beschreibung dieses Effektes durch *Görges* werden die Probleme um das Görgessche Phänomen aus heutiger Sicht behandelt.

Conrad, H.; Güldner, H.; Prischmann, W.: **Mikroelektronik in der Leistungselektronik**
ELEKTRIE, Berlin 38 (1984) 5, S. 166 – 169, 7 Bilder, 10 Lit.
Es wird der Einfluß der Mikroelektronik auf die Entwicklung der Leistungselektronik behandelt. Dabei wird vom Einfluß der Technologien der Mikroelektronik auf die Vervollkommnung herkömmlicher leistungselektronischer Bauelemente und die Entwicklung neuer Bauelementestrukturen ausgegangen und anhand von Beispielen aufgezeigt, wie neue Bauelemente zu Veränderungen in der Stromrichter-Schaltungstechnik führen.

Hildebrandt, B.; Kunert, M.: **Beitrag zur Ermittlung der maximalen Schaltfrequenz und Verlustleistung in Leistungsschalttransistoren**
ELEKTRIE, Berlin 38 (1984) 5, S. 170 – 172, 9 Bilder, 13 Gln., 2 Lit.
Am Beispiel des Pulsstellers wird gezeigt, daß die unmittelbar mit dem Leistungsschalttransistor zusammenwirkenden Bauelemente die maximale Schaltfrequenz mitbestimmen. Dabei steht bei einer Vielzahl von Einflußgrößen das Schaltverhalten der Leistungshalbleiterbauelemente und die Gesamtverlustleistung $P_{\mathrm{tot\,max}}$ zur Abschätzung der maximalen Schaltfrequenz im Vordergrund.

Kronberg, M.: **Einführung in die Beschreibung leistungselektronischer Schaltungen und Geräte mittels Zustandsgraphen**
ELEKTRIE, Berlin 38 (1984) 5, S. 173 – 174, 2 Bilder, 4 Tafeln, 3 Lit.
Die diskrete Arbeitsweise, leistungselektronischer Schaltungen ermöglicht die Anwendung der Zustandsgraphen als Beschreibungsmittel. Der Aufsatz gibt eine elementare Einführung in die benötigten formalen Regeln und zeigt an einem Beispiel die Anwendung. Es werden die Vorteile und der Nutzen aufgeführt, den die Anwendung der Zustandsgraphen in der Leistungselektronik erbringen kann.

Erlich, I.; Kunzman, N.: **Modellierung asymmetrischer und unsymmetrischer Fehler im Elektroenergiesystem mit Hilfe von Schnittmengen-Inzidenzmatrizen**
ELEKTRIE, Berlin 38 (1984) 5, S. 175 – 177, 1 Bild, 1 Tafel, 22 Gln., 4 Lit.
Die mathematische Nachbildung symmetrischer und unsymmetrischer Fehler im Elektroenergiesystem kann in Form einer Pseudokongruenztransformation realisiert werden. Die erforderliche Transformationsmatrix läßt sich unmittelbar als eine Schnittmengeninzidenzmatrix aus dem Graphen der Fehlerbedingungen ablesen. Das Verfahren ist allgemeingültig für beliebige Quer- und Längsfehler anwendbar.

Tzscheutschler, R.: **Zur Technologie der energetischen Elektrotechnik**
ELEKTRIE, Berlin 38 (1984) 5, S. 178 – 181, 6 Bilder, 3 Tafeln, 3 Gln. 6 Lit.
Die technologischen Grundverfahren der Technologie der energetischen Elektrotechnik leiten sich aus den physikalischen Funktionen der elektrotypischen Bauteile und Baugruppen der Fertigerzeugnisse ab. Mit einer Strukturmatrix wird der Zusammenhang mit der Montage und den speziellen technologischen Prozessen deutlich. Neue Technologien ergeben unter Beachtung des Systemcharakters der Technologie erhebliche volkswirtschaftliche Effekte.

Löbl, H.; Böhme, H.: **Die Resistanz von Schraubverbindungen in Geräten der Elektroenergieübertragung und ihr Einfluß auf deren Strombelastbarkeit**
ELEKTRIE, Berlin 38 (1984) 5, S. 181 – 183, 7 Bilder
Durch Langzeituntersuchungen über 40000 h (etwa 4,5 Jahre) an Aluminiumschraubverbindungen können durch Extrapolation Aussagen zu ihrer Lebensdauer (etwa 50 Jahre), abhängig vom Anfangsgütefaktor nach der Montage, gemacht werden. Der Einfluß der Resistanz von Schraubverbindungen auf die zulässige Strombelastbarkeit der Geräte wird experimentell an Leistungsschaltern der Niederspannungstechnik, die etwa 15 Jahre im Einsatz waren, nachgewiesen.

Brendler, W.; Ermisch, J.; Hoppadietz, F.: **Zur Versorgung elektronischer Baugruppen für die Meß- und Schutztechnik in Elektroenergiesystemen**
ELEKTRIE, Berlin 38 (1984) 5, S. 183 – 185, 4 Bilder, 5 Gln., 7 Lit.
Die Verfügbarkeit einer stabilen, unterbrechungsfreien, von der Umwelt unbeeinflußten Hilfsenergie bestimmt primär die Zuverlässigkeit moderner, mit elektronischen Baugruppen ausgerüsteter Geräte zur Meßwerterfassung und -verarbeitung. Es werden neue Möglichkeiten zur Versorgung neuartiger Meßwandler, statischer Relais und rechnergestützter Schutzsysteme vorgestellt.

Hamzeh, A.: **Betriebsprobleme des Energieversorgungsnetzes der Syrischen Arabischen Republik**
ELEKTRIE, Berlin 38 (1984) 5, S. 186 – 187, 2 Bilder, 5 Tafeln
Es wird ein Überblick über die Entwicklung und den gegenwärtigen Stand des Ausbaus des syrischen Elektroenergiesystems gegeben. An Hand einiger orientierender Berechnungen zum Leistungsfluß und zum Kurzschlußstrom sowie der Netzstabilität wird die Notwendigkeit eingehender Untersuchungen für das zukünftige syrische Netz sowie für den Verbundbetrieb mit den umliegenden Staaten erarbeitet.

Habiger, E.: **Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) – Kenngrößen, Sicherung und Prüfung**
ELEKTRIE, Berlin 38 (1984) 5, S. 187 – 188, 1 Bild, 20 Lit.
Der Beitrag dient als Einführung zum Rundtischgespräch „Elektromagnetische Verträglichkeit" auf der 10. Wiss. Konferenz der Sektion Elektrotechnik der TU Dresden vom 10. – 12. Juli 1984 und behandelt die Themen: EMV-Kenngrößen, EMV-Qualitätssicherung, EMV-Maßnahmen und EMV-Prüfgeschehen.

Morozova, J. A.; Neklepaev, B. N.; Oswald, B.; Pundt, H.: **Übergangsverhalten des Erregersystems VGT-4500-500 bei Kurzschlüssen am Generatorblock**
ELEKTRIE, Berlin 38 (1984) 5, S. 189 – 192, 3 Bilder, 1 Tafel, 19 Gln., 6 Lit.
Für die sowjetischen Turbogeneratoren der 200- und 300-MW-Serie wird ein Erregersystem mit Hochfrequenzgenerator und rotierenden ungesteuerten Gleichrichtern eingesetzt. Aufbau und Wirkungsweise werden kurz beschrieben. Ausgehend von den grundlegenden Gleichungen wird ein mathematisches Modell in Form der Zustandsdarstellung abgeleitet und an einem Rechenbeispiel erprobt.

Документация

Фогт, К.; Бунцель, Э.; Освальд, Б.; Шуберт, П.: **Эффект Гергеса — от его открытия до сегодняшнего его теоретического рассмотрения**
ELEKTRIE, Берлин 38 (1984) 5, стр. 163—165, 5 рис., 3 уравн., 8 лит.
Эффект Гергеса может иметь место во всех машинах с рвращающимся Магнитным полем и характеризуется тем, что стационарная рабочая точка устанавливается вблизи половины номинального числа оборотов. Начиная с первоначального описания данного явления Гергесом рассматриваются проблемы, связанные с эффектом Гергеса с сегодняшней точки зрения.

Конрад, Х.; Гюльднер, Х.; Пришманн, В.: **Микроэлектроника в мощной электронике**
ELEKTRIE, Берлин 38 (1984) 5, стр. 166 – 169, 7 рис. 10 лит.
Рассматривается влияние микроэлектроники на развитие мощной электроники. При этом, исходя из влияния технологических приемов микроэлектроники на усовершенствование существующих элементов мощной электроники и на разработку новых структур элементов показывается, каким образом новые элементы приводят к изменениям в схемной технике выпрямителей тока.

Хильдебрандт, Б.; Кунерт, М.: **Вклад по определению максимальной частоты переключения и рассеиваемой мощности в мощных переключающих транзисторах**
ELEKTRIE, Берлин 38 (1984) 5, стр. 170—172, 9 рис., 13 уравн., 2 лит.
На примере импульсного регулятора показывается, что элементы, непосредственно взаимодействующие с мощным переключающим транзистором участвуют в определении максимальной частоты переключения.

Кронберг, М.: **Введение в описание схем и приборов мощной электроники при помощи графов состояния**
ELEKTRIE, Берлин 38 (1984) 5, стр. 173—174, 2 рис., 4 табл., 3 лит.
Дискретный режим работы схем мощной электроники обеспечивает возможность использования графов состояния как средство описания их. В статье дано элементарное введение в необходимые формальные правила и показывается их применение на примере.

Эрлих, И.; Кунцманн, Н.: **Моделирование симметричных и несимметричных ошибок в электроэнергетической системе с помощью матриц инцидентности общих частей**
ELEKTRIE, Берлин 38 (1984) 5, стр. 175—177, 1 рис., 1 табл., 22 уравн., 4 лит.
Математическое представление симметричных и несимметричных ошибок в электроэнергетической системе может реализоваться в виде псевдоконгруэнтной трансформации. Необходимая матрица трансформации может быть получена непосредственно из графа условий ошибок в виде матрицы инцидентности общих частей.

Чойчлер, Р.: **О технологии энергетической электротехники**
ELEKTRIE, Берлин 38 (1984) 5, стр. 178—181, 6 рис., 3 табл., 3 уравн., 6 лит.
Основные технологические приемы в технологии энергетической электротехники вытекают из физических функций электротипичных элементов и узлов готовых изделий. При помощи структурной матрицы проявляется взаимосвязь с монтажом и со специальными технологическими процессами. Новые технологии, при учете системного характера технологии, дают значительные народнохозяйственные эффекты.

Лебль, Х.; Беме, Х.: **Резистанс резьбовых соединений в приборах передачи электроэнергии и его влияние на их токовую нагружаемость**
ELEKTRIE, Берлин 38 (1984) 5, стр. 181—183, 7 рис.
На основе длительных исследований в течение свыше 40000 ч. (ок. 4,5 лет) алюминиевых резьбовых соединений путем экстраполяции могут быть получены заключения о их долговечности (ок. 50 лет) в зависимости от коэффициента качества после монтажа.

Брендлер, В.; Эрмиш, Й.; Хоппадитц, Ф.: **О питании электронных узлов измерительной и защитной аппаратуры в электроэнергетических системах**
ELEKTRIE, Берлин 38 (1984) 5, стр. 183—185, 4 рис., 5 уравн., 7 лит.
Представляются новые возможности питания новейших измерительных трансформаторов, статических реле и зашитных систем с управлением от ЭВМ.

Хамцэ, А.: **Проблемы эксплуатации сети энергоснабжения Сирийской Арабской Республики**
ELEKTRIE, Берлин 38 (1984) 5, стр. 186—187, 2 рис., 5 табл.
Дается обзор о развитии и сегодняшнем состоянии комплектации сирийской электроэнергетической системы. Руководствуясь несколькими ориентировочными расчетами по потоку энергии и току короткого замыкания, а также по стабильности сети, вырабатывается необходимость проведения тщательных исследований по оформлению будущей сирийской сети, а также для взаимоувязанной эксплуатации с прилегающими государствами.

Хабигер, Э.: **Электромагнитная совместимость — показатели, обеспечение качества и испытание**
ELEKTRIE, Берлин 38 (1984) 5, стр. 187—188, 1 рис., 20 лит.
Статья служит для введения в „Дискуссию за круглым столом — электромагнитная совместимость" на 10-ой научной конференции секции электротехника технического университета г. Дрездена с 10 по 12 июля 1984 г. и рассматривает следующие темы: показатели электромагнитной совместимости, обеспечение качества электромагнитной совместимости, мероприятия по электромагнитной совместимости и испытания в области электромагнитной совместимости.

Морозова, Ю. А.; Неклепаев, Б. Н.; Освальд, Б.; Пундт, Х.: **Переходные процессы системы возбуждения ВГТ — 4500-500 в случае коротких замыканий на блоке генератора**
ELEKTRIE, Берлин 38 (1984) 5, стр. 189—192, 3 рис., 1 табл., 19 уравн., 6 лит.
Для советских турбогенераторов серии на 200 и 300 МВ применяется система возбуждения с высокочастотным генератором и вращающимися неуправляемыми выпрямителями. Коротко описывается построение и принцип действия ее. Основываясь на основных уравнениях выводится математическая модель в виде изображения состояния и проверяется на примере расчета.

Vogt, K.; Bunzel, E.; Oswald, B.; Schubert, P.: **The Görges' Phenomenon – from the Discovery to the Modern Theoretical Treatment**
ELEKTRIE, Berlin 38 (1984) 5, pp. 163 – 165, 5 Figs., 3 Equations, 8 Refs.
The Görges' phenomenon may appear in all rotary machines, and it is effecting in such a way, that a stationary oparating point near the half rated speed is set up itself. Starting from the primary description of that effect by Görges the problems around the Görges' phenomenon are treated under modern aspects.

Conrad, H.; Güldner, H.; Prischmann, H.: **Microelectronics in the Power-Electronics**
ELEKTRIE, Berlin 38 (1984) 5, pp. 166-169, 7 Figs., 10 Refs.
The influence of the microelectronics on the development of the power-electronics is dealt with. Thereby is started from the influence of the technologies of the microelectronics on the accomplishment of conventional powerelectronic components and on the development of new component structures. By examples it is illustrated, in which way new components are resulting in changes within the inverter circuit engineering.

Hildebrandt, B.; Kunert, M.: **Contribution to the Evaluation of the Maximum Switching Frequency and Power Lost in Power Switching Transistors**
ELEKTRIE, Berlin 38 (1984) 5, pp. 170 – 172, 9 Figs., 13 Equations, 2 Refs.
By example of the pulse regulating unit it is illustrated, that the components, acting together immediately with the power switching transistor, determine the maximum switching frequency, too. Thereby in a number of influence parameters the switching behaviour of the power semiconductor components and the total power lost $P_{\mathrm{tot\,max}}$ are primary in evaluating the maximum switching frequency.

Kronberg, M.: **Introduction into the Description of Powerelectronic Circuits and Devives by Means of State Graphs**
ELEKTRIE, Berlin 38 (1984) 5, pp. 173 – 174, 2 Figs., 4 Tables, 3 Refs.
The discrete operation mode of powerelectronic circuits makes possible using state graphs as description means. This paper provides for an elementary introduction into the needed formal rules and illustrates by example the application. The advantages as well as the economical effect are represented, which by the application of the state graphs in the power-electronics may be effected.

Erlich, I.; Kunzman, N.: **Modelling of Asymmetrie and Unsymmetric Faults in the Electric Energy System by Means of Cutting Quantity Incidence Matrices**
ELEKTRIE, Berlin 38 (1984) 5, pp. 175 – 177, 1 Fig., 1 Table, 22 Equations, 4 Refs.
The mathematical modelling of symmetric and unsymmetric faults in the electric energy system may be realized in the form of a pseudocongruent transformation. The needed transformation matrix may be seen directly as a cutting quantity incidence matrix from the graph of the fault conditions. The method is applicable generally to arbitrary transversal and longitudinal faults.

Tzscheutschler, R.: **To the Technology of the Energetic Electrotechniques**
ELEKTRIE, Berlin 38 (1984) 5, pp. 178 – 181, 6 Figs., 3 Tables, 3 Equations, 6 Refs.
The technological basic methods of the technology of the energetic electrotechniques may be derived from the physical functions of the electrotypical elements and components of the final products. By a structure matrix the connection with the mounting and the special technological processes is illustrated. Novel technologies provide under consideration of the system character of the technology for considerable politico-economical effects.

Löbl, H.; Böhme, H.: **The Resistance of Screw Fastenings in devices of the Electric Energy Transmission and Its Influence on the Current Capacity of Those**
ELEKTRIE, Berlin 38 (1984) 5, pp. 181 – 183, 7 Figs.
Through long-time studies of about 40000 h (about 4,5 years) with aluminium screw fastenings statements to the life-time of those (about 50 years) may be done through extrapolation, depending of the initial quality factor after the mounting. The influence of the resistance of screw fastenings on the reliable current capacity of the devices is improved experimentally in power switchers of the low-voltage techniques, which have been in operation since 15 years, approximately.

Brendler, W.; Ermisch, J.; Hoppadietz, F.: **To the Supply of Electronic Components of the Measuring and Protecting Techniques in Electric Energy Systems**
ELEKTRIE, Berlin 38 (1984) 5, pp. 183 – 185, 4 Figs., 5 Equations, 7 Refs.
The availability of a stable interruptionfree auxiliary energy, uninfluenced by the environment, determines primary the reliability of modern devices, equipped with electronic components, adapted to the data registering and processing. Novel possibilities of supplying new instrument transformers, static relays and computer assisted protecting systems are represented.

Hamzeh, A.: **Operation Problems of the Electric Energy Supply Network of the Syrian Arabic Republic**
ELEKTRIE, Berlin 38 (1984) 5, pp. 186 – 187, 2 Figs., 5 Tables
A survey of the development and the actual state of the extension of the Syrian electric energy system is specified. By means of some oriented computations about the power flux and the short-circuit current as well as the network stability the necessity of comprehensive studies for the future Syrian network as well as the interconnection with the neighbouring states is elaborated.

Habiger, E.: **Electromagnetic Compatibility (EMC) – Characteristic Values, Safeguarding, Testing**
ELEKTRIE, Berlin 38 (1984) 5, pp. 187 – 188, 1 Fig., 20 Refs.
This contribution serves as an introduction of the circular-table talk „Electromagnetic Compatibility" during the 10th Scientific Conference of the Section Electrotechniques of the TU Dresden from 10th to 12th July, 1984, and the following subject matters are dealt with: EMC characteristic values, EMC quality safeguarding, EMC measures, and EMC testing technique.

Morozova, J. A.; Neklepaev, B. N.; Oswald, B.; Pundt., H.: **Transient Behaviour of the Excitation System VGT-4500-500 during Short-Circuits at the Generator Block**
ELEKTRIE, Berlin 38 (1984) 5, pp. 189 – 192, 3 Figs., 1 Table, 19 Equations, 6 Refs.
For the Soviet turbo-generators of the 200 and 300 MW series an excitation system with high-frequency generator and rotating uncontrolled rectifiers is used. Arrangement and operation mode are described briefly. Starting from the fundamental equations a mathematical model in the form of the state diagram is derived and tested by an example of computation.

Herausgeber	Kammer der Technik
Verlag	VEB Verlag Technik DDR-1020 Berlin, Oranienburger Str. 13/14, PSF 201 Telegrammadresse: Technikverlag Berlin Telefon: 28700; Telex: 011 2228 techn dd
Verlagsdirektor	Dipl. oec. *Herbert Sandig*
Redaktion	Dipl.-Ing. *Klaus Heide*, Verantwortlicher Redakteur (Telefon: 2870345) Dipl.-Ing. *Wolfgang Rönspieß*, Redakteur (Telefon: 2870343)
Lizenz-Nr.	1100 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik
AN (EDV)	6730
Erscheinungsweise	monatlich 1 Heft
Heftpreis	2,50 M, Abonnementpreis vierteljährlich 7,50 M. Auslandpreise sind den Zeitschriftenkatalogen des Außenhandelsbetriebes BUCHEXPORT zu entnehmen.
Gesamtherstellung	III/18/328 Messedruck Leipzig, BT Borsdorf 7122 Borsdorf
Anzeigenannahme	Für Bevölkerungsanzeigen alle Anzeigen-Annahmestellen in der DDR, für Wirtschaftsanzeigen der VEB Verlag Technik, 1020 Berlin, Oranienburger Str. 13/14, PSF 201 Anzeigenpreisliste Nr. 7 Auslandsanzeigen: Interwerbung GmbH, DDR-1157, Berlin, Hermann-Duncker-Str. 89
Erfüllungsort und Gerichtsstand	Berlin-Mitte. Der Verlag behält sich alle Rechte an den von ihm veröffentlichten Aufsätzen und Abbildungen, auch das der Übersetzung in fremde Sprachen, vor. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.
Bezugsmöglichkeiten	
DDR	sämtliche Postämter
SVR Albanien	Direktorije Quendrore e Perhapjes dhe Propaganditit te Librit Rruga Konference e Pezes, Tirana
VR Bulgarien	Direkzia R.E.P., 11a, Rue Paris, Sofia
VR China	China National Publications Import and Export Corporation, West Europe Department, P.O. Box 88, Beijing
ČSSR	PNS – Ústrédni Expedicia a Dovoz Tisku Praha, Vinohradská 41, 125 05 Praha PNS, Ústred na Expedicia Tlače, Gottwaldovo nám. 48, 88419 Bratislava
SFR Jugoslawien	Jugoslovenska Knjiga, Terazije 27, Beograd; Izdavačko Knjižarsko Produzeće MLADOST, Ilica 30, Zagreb
Koreanische DVR	CHULPANMUL Korea Publications Export & Import Corporation, Pyongyang
Republik Kuba	Empresa de Comercio, Exterior de Publicaciones O'Reilly No. 407, Ciudad Habana
VR Polen	C.K.P.i.W. Ruch, Towarowa 28, 00-958 Warszawa
SR Rumänien	Directia Generala a Postei si Difuzarii Presei, Palatul Administrativ, Bucuresti
UdSSR	Städtische Abteilungen von Sojuzpečat' oder Postämter und Postkontore
Ungarische VR	P.K.H.I., Külföldi Elöfizetési Osztály, P.O. Box 16, 1426 Budapest
SR Vietnam	XUNHASABA, 32, Hai Ba Trung, Hanoi
BRD und Berlin (West)	ESKABE Kommissions-Grossobuchhandlung, Postfach 36, 8222 Ruhpolding/Obb.; Helios Literatur-Vertriebs-GmbH, Eichborndamm 141 – 167, Berlin (West) 52; Kunst und Wissen Erich Bieber OHG, Postfach 46, 7000 Stuttgart 1; Gebrüder Petermann, BUCH + ZEITUNG INTERNATIONAL, Kurfürstenstraße 111, Berlin (West) 30
Österreich	Helios Literatur-Vertriebs GmbH & Co. KG, Industriestraße B 13, A-2345 Brunn am Gebirge
Schweiz	Verlagsauslieferung Wissenschaft der Freihofer AG, Weinbergstr. 109, 8033 Zürich
Alle anderen Länder	örtlicher Fachbuchhandel BUCHEXPORT Volkseigener Außenhandelsbetrieb der Deutschen Demokratischen Republik, DDR-7010 Leipzig, Postfach 160; und Leipzig Book Service DDR-7010 Leipzig, Talstraße 29

Tafel 1. Regeln zum Gebrauch des Graphen

Regel 1: Das Bestehen eines bestimmten Zustandes wird durch Markierung (Belegung des betreffenden Knotens mit einer Marke gekennzeichnet.

Regel 2: Zu einem Ereignis können beliebig viele Knoten hinführen.

Regel 3: Ein Ereignis tritt nur ein, wenn alle zu ihm hinführenden Knoten mit einer Marke besetzt sind. Deshalb werden diese Knoten und die ihnen zugeordneten Zustände auch als Vorbedingung (für das Ereignis) bezeichnet.

Regel 4: Sind die Bedingungen eines Ereignisses erfüllt, so erfolgt der Übergang unmittelbar und sprunghaft.

Regel 5: Im Ergebnis eines Ereignisses verschwinden alle Marken von den vorgelagerten Knoten und die nachfolgenden Knoten werden mit Marken belegt.

Regel 6: Ein Ereignis kann zu beliebig vielen nachfolgenden Knoten führen.

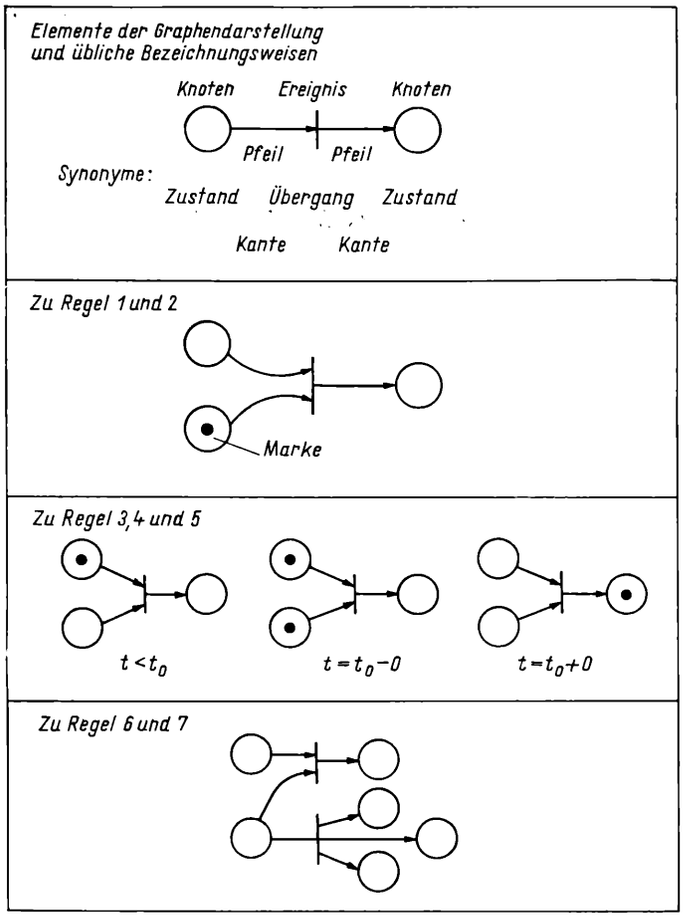
Regel 7: Ein Knoten kann mit beliebig vielen Ereignissen verbunden sein. Der Übergang der Marke ist jedoch nur zu genau einem nachfolgenden Knoten möglich, für den die Bedingungen des Ereignisses erfüllt sind (Fallunterscheidung).

Regeln und Vereinbarungen zur Graphendarstellung leistungselektronischer Schaltungen

Nähere Erläuterungen dazu finden Sie im Beitrag S. 173, Kronberg, M.: Einführung in die Beschreibung leistungselektronischer Schaltungen und Geräte mittels Zustandsgraphen.

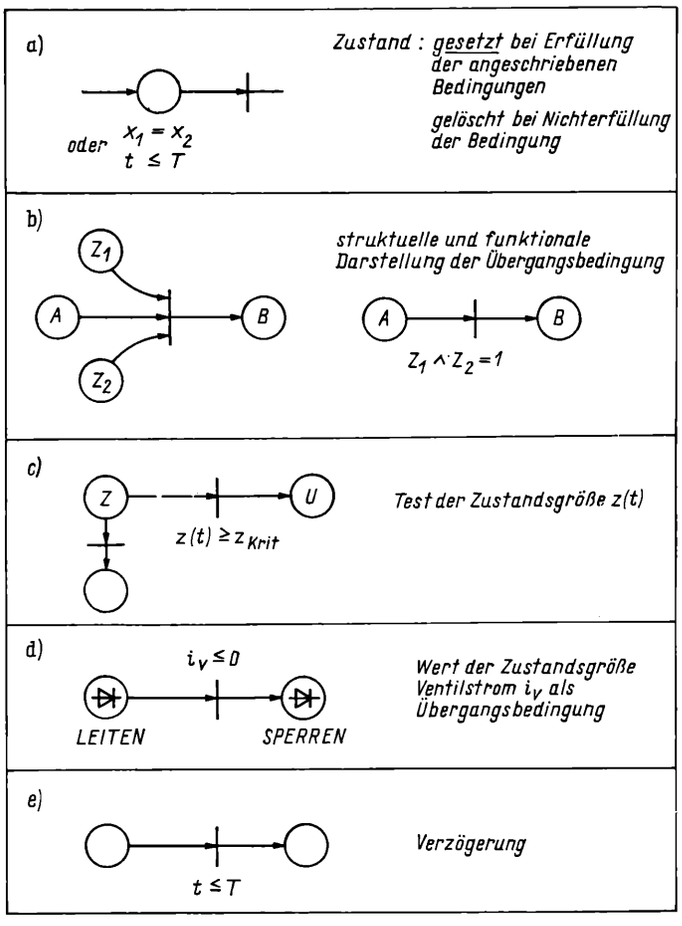
Tafel 4. Interpretation und Vereinbarungen zur Graphendarstellung

1. Als Knoten werden stets Zustände von Bauelementen, Funktionseinheiten und Geräten dargestellt. So ist z. B. das nebenläufige Auftreten der Zustände „Zündpulsausgabe" der Ansteuereinrichtung und „Blockierzustand" des Thyristors Voraussetzung für das Ereignis „Zündung".
2. Entsprechend den bisherigen Vereinbarungen geht die Markierung eines Zustandes Z_1 bei Eintritt des Ereignisses zum Folgezustand Z_2 über, womit Z_1 verschwindet. Von praktischer Bedeutung sind auch Zustände, von denen Folgezustände ausgehen, ohne daß sie selbst erlöschen. Hierfür läßt sich ein Graph mit Rückführung angeben. Ein solcher Zustand wird als „gesetzt" bezeichnet und zur Vereinfachung durch das Anschreiben der Existensbedingung erklärt Tafel 3a). Der gesetzte Zustand gilt als gesetzt oder markiert, sofern die Existenzbedingung erfüllt ist. Die Belegung mit einer Marke verschwindet und der Zustand wird gelöscht, sobald die Existenzbedingung nicht mehr erfüllt ist. Während des Bestehens eines gesetzten Zustandes wird jede abfließende Marke durch eine neue ersetzt. Daraus folgt: Führen von diesem Knoten Verbindungen zu mehreren Ereignissen, so ermöglicht die Generation der Marken die Erfüllung der Vorbedingungen für mehrere Ereignisse wie auch deren mehrfache Erfüllung.
3. Zustände, deren Aktivierung nicht durch Ereignisse im Zustandsgraphen herbeigeführt werden – dies sind insbesondere „Eingaben", z. B. durch den Bediener –, werden als schraffierte Knoten gekennzeichnet.
4. Anfangszustände, oder für eine Betrachtung ausgewählte Zustände (Fälle), eines Systems werden durch die Belegung der aktivierten Knoten mit einer Marke gekennzeichnet.
5. Eine Transition kann als Verknüpfung mehrerer Vorbedingungen das Ereignis als logische Verknüpfung von Zuständen grafisch darstellen und vermittelt so einen Einblick in die Struktur des Systems. Der Übergang kann aber auch durch Anschreiben einer allgemeineren Übergangsbedingung – beispielsweise einer Boolschen Gleichung logischer Variabler – funktional erklärt werden (Tafel 3b). Das Ereignis tritt ein, wenn die Übergangsbedingung erfüllt ist.
6. Die Zustände haben in der Regel Zustandsgrößen zur Folge, ohne daß deren konkreter Wert für das Bestehen des Zustandes von Belang ist. Im Gesamtsystem kann jedoch der Wert dieser Zustandsgröße Bedeutung haben, er wird deshalb überwacht („getestet") und kann sogar ein Ereignis herbeiführen. Der ursprüngliche Zustand und die durch ihn bedingte Zustandsgröße brauchen durch dieses Ereignis nicht beeinflußt werden. Solche Bedingungen liegen vor, wenn z. B. im Leitzustand eines Transistors die Zustandsgröße Kollektorstrom durch ein Strommeßglied überwacht wird und beim Erreichen eines kritischen Wertes ein Warnsignal generiert wird.
   Zur Darstellung eines solchen „Testes" wird nach Tafel 3c verfahren. Der Zustand Z bedingt die Zustandsgröße $z(t)$. Ist die Bedingung $z(t) = z_{krit}$ erfüllt, so tritt das Ereignis ein, indem es eine Marke generiert, mit der der Knoten U belegt wird. Der unterbrochen gezeichnete Pfeil (Testkante genannt) soll veranschaulichen, daß die Marke von Z nicht nach U abfließen kann, sondern eine neue Eingangsgröße generiert wird.
7. Von Bedeutung sind aber auch Zustände, die durch definierte Werte von Zustandsgrößen verursacht werden. Diese Zustandsgrößen sind durch ihren quantitativen Wert gekennzeichnet und führen zu Ereignissen. So erfolgt z. B. der Übergang einer Diode vom leitenden zum sperrenden Zustand dann, wenn der Diodenstrom (als Zustandsgröße) auf den Wert Null abfällt. In diesen Fällen wird die Übergangsbedingung ebenfalls unmittelbar an das Ereignis angeschrieben (siehe Tafel 3d).
8. Die Möglichkeit, den Wert einer Zustandsgröße als Bedingung für ein Ereignis zu interpretieren, wird für die Darstellung von Verzögerungsvorgängen genutzt (Tafel 3e). Der Verzögerungsvorgang beginnt mit der Aktivierung des Zustandes VERZÖGERUNG durch Belegung mit einer Marke. Er endet durch Übergang zum Folgezustand, sobald die vom Ereignis zugeordnete Zeitbedingung erfüllt ist.



Tafel 2. Erläuterungen zu den vereinbarten Regeln der Zustandsgraphen

Tafel 3. Erläuterungen zum Gebrauch der Zustandsgraphen



ISSN 0013 — 5399
ELEKTRIE · Berlin 38 (1984) 5 · S. 161 — 200

6730 5 177 027 465
KOMB KERAM WERKE
8012 7001 0136 PF

Neuerscheinungen und Neuauflagen

Statistik für Elektrotechniker

Eine Darstellung an Beispielen aus der Hochspannungstechnik

Von Dr. sc. techn. Wolfgang Hauschild und Prof. Dr.-Ing. habil. Wolfgang Mosch. 1. Auflage. 268 Seiten, 185 Bilder, 56 Tafeln, Leinen, 28,— M, Ausland 40,— M.
Bestellangaben: 5532086/Hauschild, Statistik

Aus dem Inhalt: Grundlagen im Überblick · Planung, Durchführung und Auswertung von Messungen · Statistische Bewertung standardisierter Prüfverfahren · Statistische Beschreibung des Isoliervermögens · Vergrößerungsgesetze.

Elektrotechnische Anlagen in der Landwirtschaft

Herausgegeben von Doz. Dr. sc. techn. Peter Oberländer. 1. Auflage. 296 Seiten, 178 Bilder, 2 Tafeln, Pappband, 28,— M.
Bestellangaben: 5531892/Oberländer, Anlagen

Aus dem Inhalt: Elektroenergieversorgung · Projektieren elektrotechnischer Anlagen · Anlagen mit elektrischen Antrieben · Steuerung elektrotechnischer Anlagen · Beleuchtungs- und Heizungsanlagen · Errichten und Betreiben elektrotechnischer Anlagen · Rationeller Einsatz der Elektroenergie.

Entwurf elektronischer Bauelemente und Schaltkreise

Von Doz. Dr. sc. techn. Horst Ahlers und Dr. sc. Dr. sc. techn. Jürgen Waldmann. 1. Auflage. 416 Seiten, 99 Bilder, 103 Tafeln, Leinen, 42,— M.
Bestellangaben: 5530822/Ahlers, Schaltkreisentwurf

Aus dem Inhalt: Methodisches Arbeiten, Prozeßeinteilung, Tätigkeiten, Entwurfssituationen und Elemente des Konstruktionsbereiches · Varianten · Modelle · Analysen · Synthesen · Experimente · Optimierungen · Dimensionierungen · Diagnosen · Klassifizierungen · Prognosen · Dimensionierungsspeicher.

Physik · Elektrizität und Magnetismus

Von Prof. Dr. rer. nat. habil. Alfred Recknagel. Hochschullehrbuch. 13., durchgesehene Auflage. 380 Seiten, 432 Bilder, Kunstleder, 18,— M.
Bestellangaben: 5528343/Recknagel, Elektrizität

Einführung in die Elektronik

Von Prof. Dr.-Ing. habil. Albrecht Möschwitzer und Ing. Karl-Heinz Rumpf. Hoch- und Fachschullehrbuch. 4., bearbeitete Auflage. 208 Seiten, 249 Bilder, 12 Tafeln, Leinen, 16,50 M, Ausland 23,— M.
Bestellangaben: 5533273/Möschwitzer, Elektronik

Halbleiterelektronik · Lehrbuch

Von Prof. Dr.-Ing. habil. Albrecht Möschwitzer und Prof. Dr.-Ing. habil. Klaus Lunze. Hochschullehrbuch. 6., bearbeitete Auflage. 516 Seiten, 552 Bilder, 39 Tafeln, Kunstleder, 35,— M.
Bestellangaben: 5533353/Möschwitzer, Lehrb. Halbl.

Auslieferung in diesen Tagen durch den Fachbuchhandel

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN